

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
PPGEET - PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA  
E DE TELECOMUNICAÇÕES

PAULA ALVES PINNA

CARACTERIZAÇÃO FAIXA LARGA DO CANAL RÁDIO MÓVEL NA FAIXA  
DE 700 MHz COM RECEPÇÃO EM DIVERSIDADE

NITERÓI

2015

PAULA ALVES PINNA

CARACTERIZAÇÃO FAIXA LARGA DO CANAL RÁDIO MÓVEL NA FAIXA  
DE 700 MHz COM RECEPÇÃO EM DIVERSIDADE

Dissertação apresentada ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre. Área de Concentração: Sistemas de Comunicações.

Orientadora: Prof<sup>a</sup>. Dra. LENI JOAQUIM DE MATOS

Co-orientador: Prof<sup>o</sup> Dr. PEDRO VLADIMIR GONZALEZ CASTELLANOS

Niterói

2015

PAULA ALVES PINNA

CARACTERIZAÇÃO FAIXA LARGA DO CANAL RÁDIO MÓVEL NA FAIXA  
DE 700 MHz COM RECEPÇÃO EM DIVERSIDADE

Dissertação apresentada ao Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre. Área de Concentração: Sistemas de Comunicações.

Aprovada em 18 de dezembro de 2015.

BANCA EXAMINADORA

---

Prof<sup>ª</sup>. Dra. Leni Joaquim de Matos - Orientadora  
Universidade Federal Fluminense

---

Prof. Dr. Pedro Vladimir Gonzalez Castellanos - Co-orientador  
Universidade Federal Fluminense

---

Prof. Dr. Tadeu Nagashima Ferreira  
Universidade Federal Fluminense

---

Prof. PhD. Gláucio Lima Siqueira  
Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro

Niterói

2015

A minha filha Lavínea, minha força, minha vida.  
A minha avó Hilda que, neste ano, nos deixou saudades.

## AGRADECIMENTOS

A Deus, primeiramente, por sempre estar presente em minha vida e por me permitir subir mais um degrau na minha formação profissional.

À minha família, que sempre me dá forças e se faz presente. Em especial à minha filha, que soube, mesmo sendo criança, ter paciência e entender que a distância se fez necessária, em alguns momentos, para que mais frutos fossem colhidos.

À minha orientadora, Leni, por sempre me ensinar, ajudar, compreender e escutar.

Ao meu co-orientador, Pedro, que me ajudou muito em todo o meu trabalho.

Ao amigo Leonardo Gonsioroski, pelas explicações e ajuda na programação e nas medições realizadas para este trabalho.

Aos meus amigos que, desde a graduação, me ajudaram nos estudos e sempre se mostraram presentes: Vinícius Puga de Almeida Santos, Igor Antônio da Costa Silva, Raphael de Souza Filgueiras e Mateus de Souza Dias.

Aos meus colegas me ajudaram, sempre com um sorriso no rosto, nas medições realizadas para este trabalho: Fábio José da Fonseca, Thiago Terto, Thiago Nogueira Pacheco, Gabriel Chaves e Rogério (CETUC/PUC-RIO).

A PUC-Rio, através do CETUC, pelo empréstimo da VAN para que fosse possível a realização das medições.

A RFS - *Radio Frequency Systems* pela **doação** da antena utilizada neste trabalho.

## EPÍGRAFE

"Ama e faz o que quiseres. Se calares, calarás com amor; se gritares, gritarás com amor; se corrigires, corrigirás com amor; se perdoares, perdoarás com amor. Se tiveres o amor enraizado em ti, nenhuma coisa senão o amor serão os teus frutos."

Santo Agostinho

## RESUMO

Com o crescente avanço das tecnologias e do número de usuários de telefonia móvel com acesso à rede, torna-se necessário o estudo do comportamento do canal rádio móvel, com transmissão em faixa larga, objetivando um melhor dimensionamento destes sistemas de comunicação. Várias soluções tem sido discutidas, ano-a-ano, para melhorar o padrão de transmissão na rede de telefonia móvel e, o que está sendo utilizado, atualmente, é o LTE/LTE-A. Uma das formas de melhorar a qualidade do sinal, nesta tecnologia, é utilizar esquemas de diversidade (na recepção, transmissão ou em ambas) e maiores bandas para a transmissão.

Esta dissertação apresenta resultados experimentais de medida realizada em região suburbana do Rio de Janeiro, que teve como objetivo fazer a caracterização faixa larga do canal rádio móvel, na faixa de 700 MHz e utilizando um sinal OFDM, além de analisar a capacidade normalizada para os canais SISO e SIMO. A partir dos dados medidos, foram avaliados os parâmetros de dispersão temporal do canal (retardo médio e espalhamento de retardo), assim como a variabilidade em pequena escala dos sinais recebidos, pelas duas antenas, para os primeiros vinte retardos. Também foram comparados o ganho de capacidade normalizada do canal sem e com diversidade.

Palavras-chave: **dispersão temporal, perfil de potência de retardo, diversidade, SIMO, capacidade de canal.**

## ABSTRACT

With the increasing improvement of technology and increasing number of mobile phone users with access to network packet, mobile radio channel behavior study, with broadband transmission, is required for a better communication system design. Several solutions to improve standard transmission of mobile network have been discussed yearly and LTE/LTE-A is the currently one used . In this technology, one way to improve signal quality is by using diversity schemes (reception, transmission or in both) and larger transmission bandwidth.

In this thesis, experimental results of a measurement in a suburban region of Rio de Janeiro are presented. This measurement aimed to characterize the mobile radio channel, in 700 MHz band and using an OFDM signal. Moreover it analyzes SISO and SIMO normalized channel capacity. Time dispersion channel parameters (mean time delay and delay spread) were evaluated from measured data, as well as received signal small-scale variability, from both antenna, for the first twenty delays. Also, channel normalized capacity gain with or without diversity were compared.

Keywords: **time dispersion, power delay profile, diversity, SIMO, channel capacity.**

## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO .....</b>	<b>17</b>
1.1 MOTIVAÇÃO .....	21
1.2 OBJETIVOS .....	22
1.3 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO .....	22
<b>2 LTE - LONG TERM EVOLUTION .....</b>	<b>23</b>
2.1 UE - USER EQUIPMENT.....	24
2.2 E-UTRAN.....	25
2.2.1 Camada Física.....	27
2.3 EPC.....	29
2.4 TECNOLOGIA OFDM .....	30
2.5 SC-FDMA .....	35
2.6 OFDMA .....	37
2.7 TÉCNICA DE MÚLTIPLAS ANTENAS .....	38
2.7.1 Diversidade na Recepção .....	38
2.7.2 Diversidade na Transmissão (Beamforming) .....	41
2.7.3 Multiplexação espacial (MIMO) .....	44
<b>3 TÉCNICAS DE COMBINAÇÃO DE SINAIS NA DIVERSIDADE.....</b>	<b>47</b>
3.1 COMBINAÇÃO COMUTADA .....	47
3.1.1 Combinação por Seleção Pura .....	47
3.1.2 Combinação por Seleção de Limiar .....	51
3.2 COMBINAÇÃO POR GANHO .....	53
3.2.1 Combinação por Razão Máxima .....	53
3.2.2 Combinação por Ganho Igual .....	57
<b>4 CAPACIDADE .....</b>	<b>60</b>
4.1 MODELO DE UM CANAL COM DIVERSIDADE .....	61
4.2 CAPACIDADE EM UM SISTEMA SIMO .....	62
4.3 CAPACIDADE EM EM UM SISTEMA MISO .....	63
4.4 CAPACIDADE EM EM UM SISTEMA MIMO .....	64
4.5 CAPACIDADE EM CANAIS COM DESVANECIMENTO .....	65
<b>5 TEORIA DE PROPAGAÇÃO NO CANAL RADIOMÓVEL .....</b>	<b>68</b>
5.1 CANAIS DETERMINÍSTICOS .....	68

5.2 CANAIS ALEATÓRIOS .....	71
5.3 CANAIS REAIS .....	73
5.4 CARACTERIZAÇÃO FAIXA LARGA DE CANAIS RÁDIO MÓVEIS.....	74
5.4.1. Parâmetros Temporais .....	74
5.4.1.1. Retardo Médio ( $\bar{\tau}$ ) .....	74
5.4.1.2. Espalhamento de Retardo ou Espalhamento de Retardo RMS ( $\sigma_T$ ) ...	74
5.4.1.3. Banda de Coerência ( $B_C$ ) .....	76
5.4.2. Parâmetros na Frequência .....	76
5.4.2.1. Deslocamento Doppler ( $d_D$ ) .....	76
5.4.2.2. Espalhamento Doppler ( $\sigma_D$ ).....	77
5.4.2.3. Tempo de Coerência ( $T_C$ ).....	78
<b>6 SETUP E AMBIENTE DE MEDIÇÕES.....</b>	<b>79</b>
6.1 DESCRIÇÃO DO AMBIENTE DE MEDIÇÃO .....	79
6.2 DESCRIÇÃO DO <i>SETUP</i> DE TRANSMISSÃO.....	81
6.3 DESCRIÇÃO DO <i>SETUP</i> DE RECEPÇÃO.....	83
<b>7 PROCESSAMENTO DOS SINAIS E ANÁLISE DOS RESULTADOS .....</b>	<b>87</b>
7.1 CARACTERIZAÇÃO FAIXA LARGA .....	90
7.1.1. Retardo Médio .....	92
7.1.2. Espalhamento de Retardo .....	97
7.1.3. Variabilidade em pequena escala do sinal no canal faixa larga .....	101
7.2 ANÁLISE DA CAPACIDADE NORMALIZADA DO CANAL .....	102
7.2.1 Capacidade Normalizada Individual .....	102
7.2.2 Capacidade Normalizada Conjunta .....	108
<b>8 CONCLUSÃO.....</b>	<b>113</b>
<b>9REFERÊNCIAS .....</b>	<b>117</b>

## LISTA DE FIGURAS

- Fig. 1 Evolução da rede 2G para a rede 3G.
- Fig. 2 Agregação de banda de transmissão para a tecnologia LTE-A.
- Fig. 3 Recepção CoMP.
- Fig. 4 Configuração de uma rede com repetidora.
- Fig. 5 Esquema da arquitetura LTE.
- Fig. 6 Arquitetura interna do UE.
- Fig. 7 Arquitetura da E-UTRAN.
- Fig. 8 Arquitetura interna da Interface Rádio de acordo com a especificação da ITU-R.
- Fig. 9 Diferentes cenários para o canal *sidelink*.
- Fig. 10 Estrutura de um quadro FDD (A) e de um quadro TDD (B).
- Fig. 11 Principais componentes do EPC.
- Fig. 12 Esquema de transmissão de um sistema OFDM.
- Fig. 13 Esquema de recepção de um sistema OFDM.
- Fig. 14 Subportadoras de um sinal OFDM.
- Fig. 15 Diagrama de blocos de um sistema de transmissão e recepção SC-FDMA.
- Fig. 16 Diferença entre as tecnologias OFDMA e OFDM.
- Fig. 17 Esquema da técnica de diversidade na recepção.
- Fig. 18 Interferências Intra Celular (a) e Inter Celular (b) em um canal de *uplink* de um sistema empregando diversidade na recepção.
- Fig. 19 Diversidade com o emprego de um retardo  $T$ .
- Fig. 20 Diversidade com retardo cíclico.
- Fig. 21 Esquema de uma transmissão utilizando diversidade na transmissão por codificação espaço-tempo.
- Fig. 22 Esquema de diversidade na transmissão utilizando a codificação no espaço e frequência.
- Fig. 23 Esquema de transmissão, recepção e recuperação de um sinal em um sistema MIMO.
- Fig. 24 Transmissão com pré-codificação (a) com única palavra-código (b) com multi palavras-código.
- Fig. 25 Detecção de um sinal multiplexado espacialmente utilizando a técnica de

Cancelamento Sucessivo de Interferência.

- Fig. 26 Diagrama de blocos da Combinação por Seleção Pura.
- Fig. 27 SNR na saída de um combinador por Seleção de Limiar utilizando a técnica *switch and stay*
- Fig. 28 Diagrama de blocos dos combinadores por Seleção de Limiar: (a) combinador com limiar fixo e (b) combinador com limiar variável.
- Fig. 29 Diagrama de blocos de um combinador por Razão Máxima.
- Fig. 30 Envoltória resultante utilizando a Combinação por Razão Máxima com dois ramos de diversidade.
- Fig. 31 Diagrama de blocos de uma combinação por Ganho Igual.
- Fig. 32 Envoltória de uma Combinação por Ganho Igual utilizando dois ramos de diversidade.
- Fig. 33 Modelo de um sistema operando em diversidade, com  $m$  antenas transmissoras e  $n$  antenas receptoras.
- Fig. 34 Modelo de transmissão SIMO.
- Fig. 35 Modelo de transmissão MISO.
- Fig. 36 Representação do canal MIMO em canais paralelos utilizando a decomposição por valores singulares.
- Fig. 37 Modelo físico do canal rádio no domínio do tempo.
- Fig. 38 Modelo físico do canal no domínio da frequência.
- Fig. 39 Relação entre as funções do sistema.
- Fig. 40 Relação entre as funções de autocorrelação do canal.
- Fig. 41 Relação entre funções autocorrelação em canais WSSUS.
- Fig. 42 Edifício escolhido para a estação transmissora.
- Fig. 43 Unidade móvel de medições.
- Fig. 44 Rotas percorridas em Del Castilho.
- Fig. 45 Visada da antena transmissora.
- Fig. 46 *Setup* de transmissão.
- Fig. 47 Diagrama de irradiação da antena transmissora da RFS.
- Fig. 48 Antenas receptoras afixadas no teto da van.
- Fig. 49 Diagrama de irradiação das antenas receptoras, de marca CELTA.
- Fig. 50 Setup de recepção para a antena direita.
- Fig. 51 Setup de recepção para a antena esquerda.

- Fig. 52 Diagrama de blocos do *setup* de medição.
- Fig. 53 Presença de perfis ruidosos nos Perfis de Potência de Retardo coletados das antenas esquerda e direita.
- Fig. 54 Perfis de Potência de Retardo limpos das antenas esquerda e direita, respectivamente.
- Fig. 55 Exemplo de perfil ruidoso da antena esquerda.
- Fig. 56 Exemplo de perfil ruidoso da antena direita.
- Fig. 57 Exemplo de perfil, da antena esquerda, escolhido para análise.
- Fig. 58 Exemplo de perfil, da antena direita, escolhido para análise.
- Fig. 59 Quatro exemplos de Perfis de Potência de Retardo, e seus multipercursos válidos, da antena esquerda.
- Fig. 60 Quatro exemplos de Perfis de Potência de Retardo, e seus multipercursos válidos, da antena Direita.
- Fig. 61 Retardo Médio, em todo o percurso, para a antena esquerda.
- Fig. 62 Retardo Médio, em todo o percurso, para a antena direita.
- Fig. 63 Mapeamento do retardo médio da antena esquerda no percurso.
- Fig. 64 Mapeamento do retardo médio da antena direita no percurso.
- Fig. 65 Função densidade de probabilidade e função cumulativa do retardo médio encontrado para a antena esquerda.
- Fig. 66 Função densidade de probabilidade e função cumulativa do retardo médio encontrado para a antena direita.
- Fig. 67 Espalhamento de Retardo, em todo o percurso, para a antena esquerda.
- Fig. 68 Espalhamento de Retardo, em todo o percurso, para a antena direita.
- Fig. 69 Função densidade de probabilidade e função cumulativa do espalhamento de retardo encontrado para a antena esquerda.
- Fig. 70 Função densidade de probabilidade e função cumulativa do espalhamento de retardo encontrado para a antena direita.
- Fig. 71 Melhor ajuste para a variabilidade em pequena escala do sinal da antena esquerda.
- Fig. 72 Melhor ajuste para a variabilidade em pequena escala do sinal da antena direita.
- Fig. 73 Capacidade Normalizada para a antena esquerda.
- Fig. 74 Capacidade Normalizada para a antena direita.
- Fig. 75 Função densidade de probabilidade e função cumulativa da capacidade

normalizada para a antena esquerda.

Fig. 76 Função densidade de probabilidade e função cumulativa da capacidade normalizada para a antena direita.

Fig. 77 Capacidade normalizada conjunta e individual das antenas esquerda e direita.

Fig. 78 Diferença entre capacidade normalizada conjunta e capacidades individuais.

Fig. 79 Maior ganho encontrado utilizando a capacidade conjunta.

Fig. 80 Comparação entre capacidade normalizada conjunta e capacidade individual das antenas esquerda e direita, respectivamente.

Fig. 81 Função densidade de probabilidade e função cumulativa da capacidade normalizada conjunta.

## LISTA DE TABELAS

- |          |   |
|----------|---|
| Tabela 1 | Valores típicos medidos de espalhamento de retardo.   |
| Tabela 2 | Valores práticos encontrados para Retardo Médio.  |
| Tabela 3 | Valores práticos encontrados para o Espalhamento de Retardo.  |
| Tabela 4 | Valores práticos encontrados para a Capacidade Normalizada individual das antenas esquerda e direita. |
| Tabela 5 | Valores da Capacidade Normalizada Conjunta para o canal SIMO.   |

## LISTA DE SIGLAS

8-PSK	<i>eight-phase-shift Keying</i>
AMPS	<i>Advanced Mobile Phone System</i>
ANATEL	<i>Agência Nacional de Telecomunicações</i>
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>
EDGE	<i>Enhanced Data Rates for GSM Evolution</i>
FDMA	<i>Frequency Division Multiple Access</i>
GMSK	<i>Gaussian minimum-shift keying</i>
GPRS	<i>General Packet Radio Services</i>
GSM	<i>Global System for Mobile communications</i>
HSDPA	<i>High-Speed Downlink Packet Access</i>
HSPA	<i>High-Speed Packet Access</i>
HSOPA	<i>High-Speed OFDM Packet Access</i>
HSUPA	<i>High-Speed Uplink Packet Access</i>
IP	<i>Internet Protocol</i>
ITU	<i>International Telecommunication Union</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>
MISO	<i>Multiple Input Single Output</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing</i>
OFDMA	<i>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing Access</i>
SC-FDMA	<i>Single Carrier Frequency Division Multiple Access</i>
SIMO	<i>Single Input Multiple Output</i>
SISO	<i>Single Input Single Output</i>
SNR	<i>Signal to Noise Ratio</i>
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunication System</i>
WSSUS	<i>Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering</i>
WWW	<i>World Wide Wireless Web</i>

## 1. INTRODUÇÃO

Com o passar dos anos, o acesso às redes móveis vem crescendo notoriamente em todo o mundo. Somente no Brasil, entre 2005 e 2012, a proporção de domicílios com acesso à telefonia móvel subiu de 59,3% para 88,3% [1]. A demanda por este serviço se deu, principalmente, com o avanço do acesso à Internet através de telefones móveis, com os chamados *smart phones*, o que fez com que a rede móvel evoluísse proporcionalmente. As aplicações responsáveis por este aumento do tráfego de dados em redes móveis são pesquisas na *web*, *download* de vídeos, acesso a redes sociais e jogos *on-line* [2].

A transição do sistema celular analógico para o digital, 1G para 2G, ocorreu no fim da década de oitenta, sendo os sistemas mais difundidos o AMPS - *Advanced Mobile Phone System* - e o GSM - *Global System for Mobile communications*. As tecnologias TDMA - *Time Division Multiple Access* - e CDMA - *Code Division Multiple Access*, ambas digitais, substituíram a tecnologia analógica FDMA - *Frequency Division Multiple Access* - utilizada na primeira geração, alcançando taxas de transmissão de até 270 kbps [3]. Além de uma maior taxa de transmissão, o sistema 2G também apresentou melhorias como maior eficiência espectral e melhor mobilidade entre células [4].

O acréscimo do pacote de dados chamado GPRS - *General Packet Radio Service*, operando em conjunto com a tecnologia GSM, marcou o início da geração 2.5G. Dessa forma, usuários do GSM obtiveram acesso à rede de dados, sendo que seus recursos eram utilizados somente quando se transmitia ou recebia dados, ou seja, o canal rádio era compartilhado com vários usuários de acordo com o seu uso [3], ao contrário do que se tinha anteriormente, um canal dedicado por usuário por um tempo fixo. Em seguida, outro pacote para a otimização da rede GSM/GPRS foi lançado. Chamado de EDGE - *Enhanced Data Rates for GSM Evolution*, este conjunto de otimizações possibilitou uma conexão três vezes mais rápida para o usuário, chegando a taxas de transmissão de até 384 kbps. Este ganho na taxa de transmissão foi obtido graças à utilização de uma nova técnica de modulação, a 8-PSK - *eight-Phase-Shift Keying*, que substituiu a modulação utilizada nas redes 2G, a GMSK - *Gaussian minimum-shift keying*.

A terceira geração de telefonia móvel veio com a demanda de uma maior capacidade do sistema e de maiores taxas de transmissão, além da necessidade de padronização da rede, já que existiam diversos padrões em todo o mundo. A ITU - *International Telecommunication Union* - reconheceu dois sistemas para a rede 3G: o UMTS - *Universal Mobile Telecommunication System*, proveniente da evolução do sistema europeu GSM/GPRS, e o CDMA2000 - *Code Division Multiple Access*, proveniente do sistema americano CDMAOne [5]. A padronização do sistema 3G foi nomeado de IMT-2000 - *International Mobile Telecommunication* - e as taxas alcançadas neste sistema foram de 144 kbps em ambiente de alta mobilidade, 384 kbps para ambientes com baixa mobilidade e de 2 Mbps para ambientes estacionários [3]. A figura 1 ilustra a evolução dos padrões da segunda geração para a terceira geração de telefonia móvel.

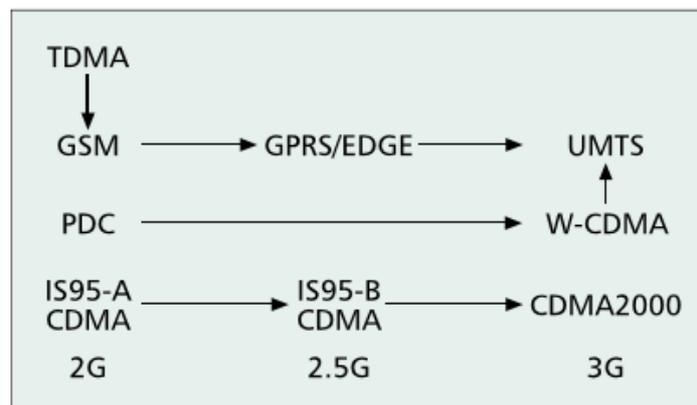


Fig. 1 - Evolução da rede 2G para a rede 3G.

Logo em seguida, um conjunto de protocolos, chamado HSPA - *High-Speed Packet Access*, foi lançado para melhorar a capacidade do sistema 3G, evoluindo a rede para 3.5G. Este conjunto é formado pelos protocolos HSDPA - *High-Speed Downlink Packet Access*, HSUPA - *High-Speed Uplink Packet Access*, e pelo protocolo HSOPA - *High-Speed OFDM Packet Access*. O HSDPA proporcionou novas taxas de transmissão para *downlink*: 1.8 Mbps, 3.6 Mbps, 7.2Mbps e 14.4 Mbps, melhorando o acesso a aplicações como transmissão de vídeos, fotos e serviços que dependem da localização do usuário. Já o HSUPA proporcionou taxas de *uplink* de até 5.76 MBps, melhorando o desempenho dos canais de transporte dedicados. O último protocolo do conjunto, o HSOPA, propõe taxas de *downlink* maiores que 100 Mbps e de *uplink* de 50 Mbps [3].

Buscando cada vez mais uma padronização universal e, também, maiores taxas de transmissão, deu-se início ao processo de estudos e discussões sobre uma nova tecnologia

para as redes móveis, chamada 4G. Esta propôs, como fundamento, prover conexão banda larga para os seus usuários em qualquer lugar e em qualquer tempo, ou seja, tornar possível a interoperabilidade dos usuários em qualquer parte do mundo, por ser um padrão globalizado, e manter a qualidade do sinal para seus usuários, independente do local onde estes estejam. Outras características definidas para a implementação da rede 4G foram [3] [6]:

- uma melhor capacidade da rede, conseguindo um número maior de usuários, simultaneamente, na mesma célula;
- uma taxa nominal de 100 Mbps, para usuários em alta velocidade, e de 1 Gbps, para usuários sem movimentação;
- conexão de dados de, pelo menos, 100 Mbps entre dois pontos quaisquer no mundo;
- *handoff* transparente entre redes heterogêneas;
- conectividade transparente e *roaming* global entre diversas redes;
- suporte para serviços multimídia de alta qualidade, como chamadas em tempo real, transmissão de vídeos em alta definição, TV móvel, etc;
- interoperabilidade entre diferentes padrões de redes sem fio;
- e uma rede puramente baseada em IP (rede de comutação de pacotes).

A essa nova padronização de telefonia móvel foi dado o nome de LTE - *Long Term Evolution*. Algumas tecnologias foram adotadas para que fosse possível alcançar as melhorias no sistema, citadas anteriormente. São elas: a utilização de diversidade (MIMO - *Multiple Input Multiple Output*), a modulação OFDM - *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing* - para a transmissão de dados em *downlink*, a modulação SC-FDMA - *Single Carrier Frequency Division Multiple Access* - para a transmissão de dados em *uplink*, e a multiplexação OFDMA - *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing Access* - também no *downlink* [7].

A evolução do padrão LTE foi nomeada de LTE-A (LTE-*Advanced*). As características agregadas a esta, foram [8]:

- a adição da banda de transmissão de até 100 MHz segundo necessidade do usuário, composta por cinco bandas de 20 MHz;
- Multiplexação espacial (MIMO) com até quatro camadas no *uplink* e com até oito camadas no *downlink*, aumentando a eficiência espectral;
- Coordenação Multiponto (CoMP - *Coordinated Multipoint*) na transmissão ou recepção. Permite um aumento da capacidade e da eficiência espectral do

sistema, proporcionando um melhor desempenho na borda da célula, através da transmissão ou recepção por células distintas;

- Implantação de repetidoras para melhorar a cobertura do sinal e reduzir custos.

As figuras 2, 3 e 4 mostram algumas características adicionadas no LTE-A.

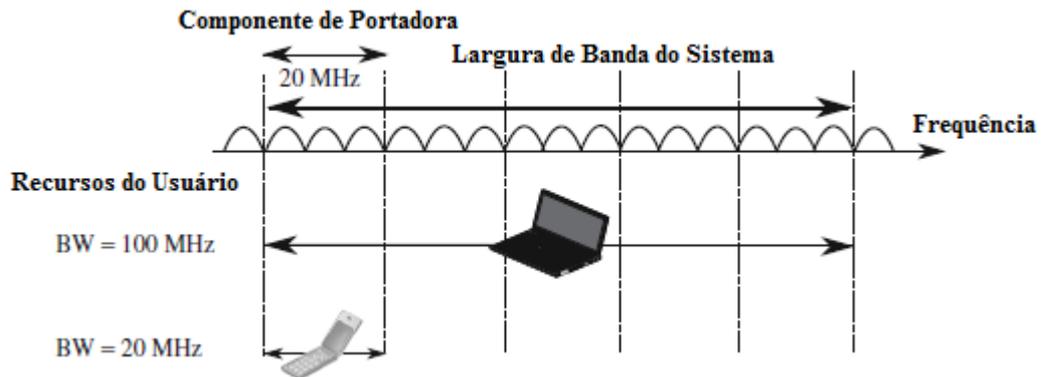


Fig. 2 - Agregação de banda de transmissão para a tecnologia LTE-A.

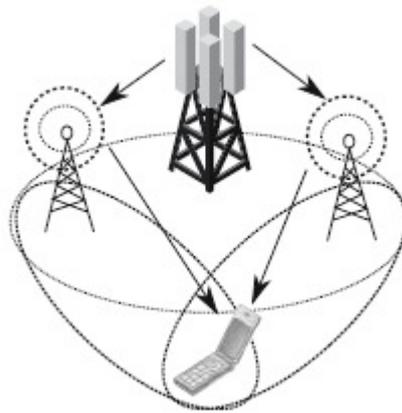


Fig. 3 - Recepção CoMP.

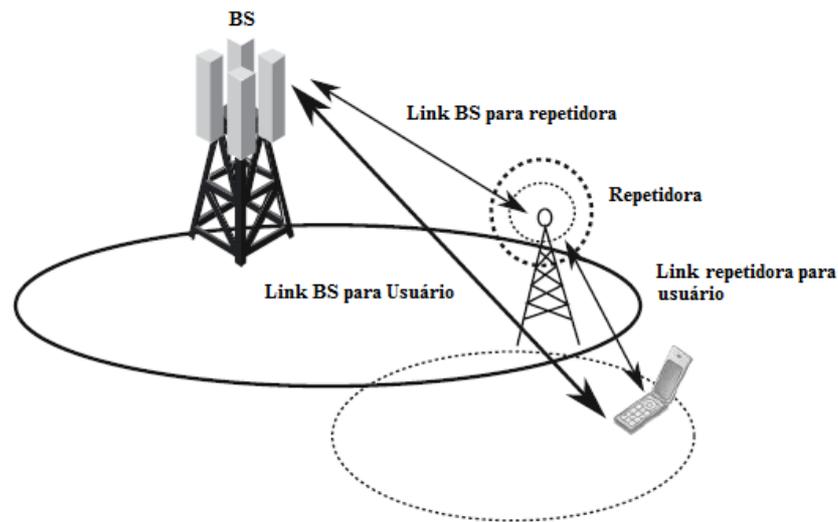


Fig. 4 - Configuração de uma rede com repetidora.

Atualmente, uma nova tecnologia de comunicação móvel está em estudo, a chamada 5G, com previsão de implantação em 2020. Esta nova geração de telefonia móvel propõe uma rede sem fio universal, permitindo a conexão entre dispositivos como, por exemplo, celular e computador, além de permitir a conexão entre um telefone móvel de um país e um fixo de outro, utilizando redes puramente baseadas em IP e computação em nuvem. Por esta razão, vem sendo chamada de WWW - *World Wide Wireless Web* [4] [9].

### 1.1. MOTIVAÇÃO

As redes 4G, já em operação em grande parte no mundo, estão sendo implementadas aqui no Brasil há pouco tempo. Em abril de 2013, apenas seis capitais receberam o novo sistema de comunicação móvel, segundo cronograma da ANATEL. Atualmente, todas as capitais com mais de 500 mil habitantes, teoricamente, já operam com a rede 4G e, até o fim de 2015, todas as cidades com mais de 200 mil habitantes também deverão possuir esta tecnologia [10]. A necessidade de estudos sobre este tópico é, portanto, fundamental para uma melhor compreensão deste novo padrão de rede a ser desenvolvido no país.

O estudo do comportamento do canal rádio móvel é de extrema importância para que um sistema de comunicação sem fio seja corretamente dimensionado. No caso deste trabalho, como a tecnologia LTE trabalha transmitindo uma banda larga de dados, a análise faixa larga do canal permitirá extrair parâmetros importantes para a estimação do canal rádio móvel, como o retardo médio e o espalhamento de retardo.

Como se trata de uma tecnologia recente no Brasil, poucos estudos em campo foram realizados. Observou-se, então, a necessidade de explorar e estudar mais a fundo este assunto, analisando, além dos parâmetros do canal rádio móvel, a diversidade espacial (SIMO) como forma de otimização do sistema, através da composição de dois sinais recebidos, simultaneamente, para uma estimação da capacidade deste canal.

## 1.2. OBJETIVOS

O objetivo deste trabalho é a caracterização experimental faixa larga do canal rádio móvel, em um ambiente suburbano, na faixa de 700 MHz, uma nova faixa de frequências a ser adotada para a telefonia móvel assim que a TV analógica for desligada no Brasil. Os sinais captados, independentemente, por duas antenas de mesma marca e modelo, distantes aproximadamente de um comprimento de onda uma da outra, são analisados a fim de se verificar a variação dos parâmetros de dispersão devido aos multipercursos e a variabilidade em pequena escala do sinal recebido. Além da comparação da capacidade normalizada, isolada, de cada canal, também será estudada a composição dos sinais em diversidade SIMO (*Single Input Multiple Output*), calculando-se a capacidade normalizada do canal em diversidade e comparando àquelas de cada canal isolado.

## 1.3. ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

O primeiro capítulo desta dissertação faz uma breve introdução à evolução dos sistemas de telefonia móvel, além de apresentar a motivação e objetivos deste trabalho. O segundo capítulo explora aspectos básicos da tecnologia LTE, utilizada na quarta geração de telefonia móvel. O terceiro capítulo trata dos tipos de diversidade existentes, de suas características e do tipo de diversidade utilizada na tecnologia LTE. O quarto capítulo fala um pouco da combinação de sinais e da capacidade do canal. O quinto capítulo descreve, resumidamente, a teoria de canal rádio móvel. O sexto capítulo apresenta o *setup* e ambiente de medições e, finalmente, o sétimo capítulo mostra o processamento e a análise dos dados adquiridos na medição em campo, enquanto que o oitavo capítulo traz as conclusões deste trabalho.

## 2. LTE - LONG TERM EVOLUTION

O rápido avanço das tecnologias utilizadas em sistemas de telecomunicações, em eletrônicos e, principalmente, em dispositivos móveis, além do crescente acesso à Internet banda larga baseada em fibra óptica, levou à necessidade de evoluir o padrão de telefonia móvel de forma semelhante, tal que usuários de dispositivos móveis pudessem ter acesso à Internet com a mesma qualidade que o serviço fixo, formando o que se chama de banda larga móvel. Para isto, era preciso que os sistemas de telefonia móvel migrassem de uma tecnologia baseada em dados comutados por circuitos e em comutação de pacotes para uma tecnologia puramente baseada em IP - *Internet Protocol*.

A ITU foi o órgão responsável por discutir e aprovar as especificações técnicas deste novo padrão de telefonia móvel. Seis tecnologias distintas foram submetidas ao ITU-R para a avaliação de qual delas se enquadraria ao novo cenário da telefonia móvel, segundo especificações da mesma. As que foram escolhidas para representar a quarta geração de serviços móveis foram o LTE (*LTE-Advanced*) e o WirelessMAN-Advanced (baseado no IEEE 802.16m). Nesta padronização, foram acertados tópicos da arquitetura do sistema de comunicação móvel e alguns parâmetros de operabilidade.

A arquitetura da tecnologia LTE é formada por três componentes principais: o UE - *User Equipment*, a interface rádio E-UTRAN - *Evolved UMTS Terrestrial Radio Access Network*, e a central de serviços EPC - *Evolved Packet Core*, conforme ilustra a figura 5.

Diferentemente das arquiteturas dos sistemas 2G e 3G, que possuem duas redes centrais de serviços (CN - *Core Network*), sendo uma de comutação de circuitos para voz e outra de comutação de pacotes para dados ou voz sobre IP (*VoIP - Voice over Internet Protocol*), a tecnologia LTE possui apenas uma, a EPC [11]. Ela entrega ao usuário tanto informações de dados quanto informações de voz, utilizando para tal apenas a comutação por pacote. O acesso rádio, E-UTRAN, faz a conexão entre a EPC e o usuário, UE.

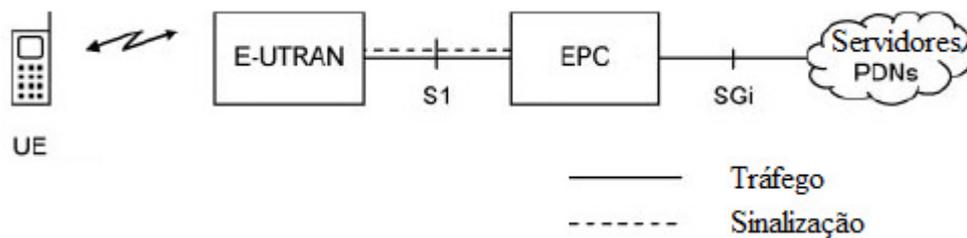


Fig. 5 - Esquema da arquitetura LTE [11].

Algumas das características do padrão LTE são listadas a seguir:

- suporte a largura de banda variável de 1,25; 2,5; 5; 10 e 20 MHz;
- pico de taxa de transmissão variável de acordo com a largura de banda. Por exemplo: para um sinal com largura de banda de 20 MHz, no *downlink*, com dois canais MIMO, a taxa de transmissão máxima alcançada é de 100 Mb/s e para *uplink*, com apenas um canal de transmissão, a taxa de transmissão máxima alcançada é de 50 Mb/s;
- configurações de antenas para o *downlink* com 4x2, 2x2, 1x2 e 1x1 e para o *uplink* com 1x2 e 1x1;
- mobilidade otimizada para baixas velocidades, alto desempenho para velocidades até 120 km/h e *link* estabilizado para velocidades até 350 km/h;
- boa cobertura para distâncias até 5 km, pouca degradação para distâncias maiores que 5 km até 30 km, sendo que para distâncias maiores que 100 km esta tecnologia não é aplicável;

## 2.1. UE - USER EQUIPMENT

A arquitetura interna do UE é dividida em dois elementos principais: o ME - *Mobile Equipment* - e o UICC - *Universal Integrated Circuit Card*, conforme ilustra a figura 6. O ME é formado por outros dois itens: o MT - *Mobile Termination*, responsável por todas as funções da comunicação, e o TE - *Terminal Equipment*, equipamento utilizado para a comunicação em si. O UICC é conhecido como *SIM Card*, que armazena informações como o número do telefone, identidade da rede local e chaves de segurança. Esta arquitetura é a mesma utilizada nas tecnologias UMTS e GSM e suporta tanto o protocolo IPv4 quanto o IPv6, ou ainda os dois protocolos IPv4/IPv6.

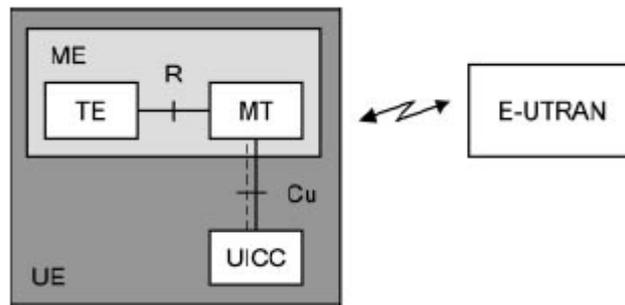


Fig. 6 - Arquitetura interna do UE [11].

Para que o sistema de comunicação tenha um bom funcionamento, mensagens de sinalização são enviadas à E-UTRAN informando a capacidade característica do móvel, como, por exemplo, a máxima taxa de transmissão suportada, os diferentes tipos de tecnologia de acesso rádio que podem ser utilizados pelo equipamento e as frequências das portadoras nas quais é possível transmitir e receber sinais.

## 2.2. E-UTRAN

A especificação da interface rádio para a tecnologia LTE foi concluída em 2011, sendo nomeada ITU-R.[IMT.RSPEC]. Ela contém uma visão geral da interface rádio e uma lista de especificações detalhadas [12]. A interface rádio nada mais é do que a interface entre o aparelho móvel, UE, e a rede de telefonia móvel e, também, a interface entre dois UE. Possui apenas um componente, a chamada e-Node B - *evolved Node B*, conforme mostra a figura 7. Trata-se de uma estação rádio base que controla os equipamentos móveis em uma ou mais células.

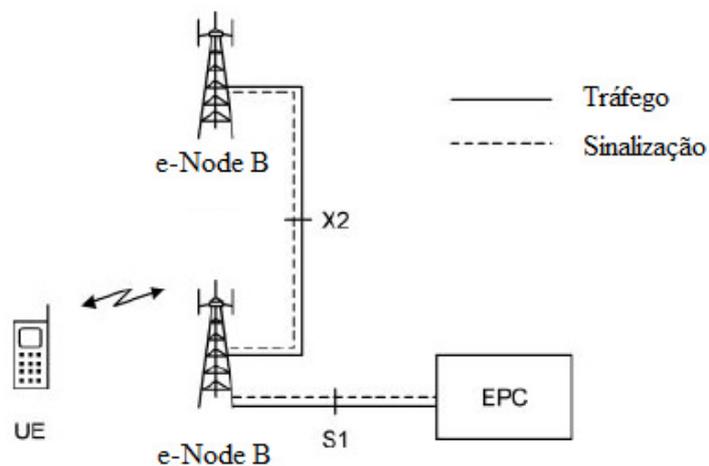


Fig. 7 - Arquitetura da E-UTRAN [11].

Cada *e-node B* se conecta aos UEs, que estão em sua célula, através do canal de *downlink*, enquanto que os UEs se conectam as *e-node Bs* através dos canais de *uplink*. Diferentemente da *node B* no UMTS, ela mesmo controla operações básicas de um aparelho móvel, como o *handover*, enviando mensagens de sinalização para estes. Desta forma, reduz-se a latência do sistema já que ele possui menos um componente, no caso o RNC - *Radio Network Controller*, responsável por enviar tons de controle para as estações rádio base na tecnologia precedente ao LTE.

Existem dois tipos de interfaces na E-UTRAN: a chamada X2 e a S1. A primeira conecta as *e-node Bs* entre si e a segunda, as *e-node Bs* à EPC. Ambas possuem um canal para tráfego de dados e outro para a sinalização LTE, conforme pode ser visto na figura 7. Na interface X2, o canal para tráfego de dados é utilizado para encaminhar os pacotes de dados para outra *e-node B* durante o processo de *handover*. Esta interface é opcional, pois a S1 pode realizar o mesmo procedimento, porém em um período de tempo maior.

A interface rádio é composta por três camadas, sendo a primeira a camada física, a segunda a camada MAC - *Medium Access Control*, e a terceira, a camada RRC - *Radio Resource Control*, conforme mostra a figura 8. A camada física é interligada com a camada MAC através de canais de transportes, e a camada MAC se conecta à sua subcamada, camada de controle de enlace rádio (RLC - *Radio Link Control*), através de diferentes tipos de canais lógicos, sendo cada um destes canais discriminados de acordo com o tipo de informação transferida [13]. A camada RLC trata da segmentação, concatenação e da manutenção da retransmissão do sinal, a camada MAC é responsável pela multiplexação dos canais lógicos e pelo planejamento do *uplink* e do *downlink*, enquanto que a camada física cuida da codificação e decodificação, da modulação e da demodulação, do mapeamento de multi-antenas, entre outras funções [12]. A seção seguinte irá detalhar a camada física descrita na especificação da tecnologia LTE.

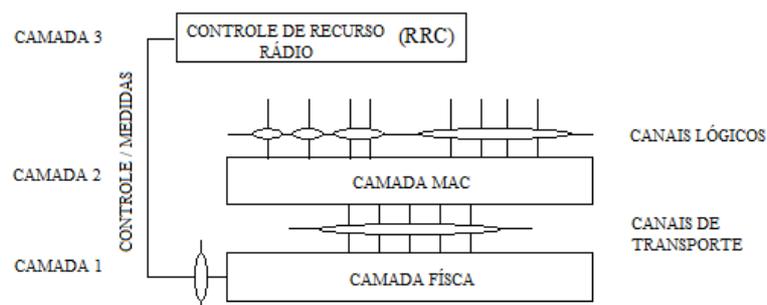


Fig. 8 - Arquitetura interna da Interface Rádio de acordo com a especificação técnica 3GPP TS 36.201 v12.2.0 (2015-03) [13].

### 2.2.1. Camada Física

A camada física da tecnologia LTE diz respeito tanto à transmissão de dados quanto ao controle de informações entre uma estação rádio base e um equipamento móvel de um usuário [7]. Ela é responsável pelo serviço de transporte de dados para as camadas mais altas, fornecendo para estas os seguintes serviços: detecção de erros nos canais de transporte e sua indicação para as camadas superiores, mapeamento do canal de transporte codificado para canais físicos, ponderação da energia da camada física, modulação e demodulação dos canais físicos, sincronização da frequência e do tempo, processamento das antenas do sistema MIMO, diversidade na transmissão e processamento das frequências rádio [12]. Assim como a capacidade dos UEs e das e-nodeBs são diferentes, os canais de *uplink* e *downlink* também possuem características específicas.

Para o canal de *downlink*, são utilizadas seis possíveis larguras de faixa para a transmissão: 1,25; 2,5; 5; 10; 15 e 20 MHz. O esquema de modulação utilizado é o OFDM, com prefixo cíclico, e as modulações utilizadas para as portadoras são o QPSK - *Quadrature Phase Shift Keying*, 16 QAM - *Quadrature Amplitude Modulation*, 64 QAM ou o 256 QAM. O OFDM foi escolhido para este canal por se tratar de uma modulação robusta às ações severas dos *fadings* sofridos pelo sinal rádio, derivado dos multipercursos. A multiplexação é realizada através do OFDMA.

Já para o canal de *uplink*, é utilizada a multiplexação SC-FDMA - *Single-Carrier Frequency Division Multiple Access*, também com prefixo cíclico, e as modulações QPSK, 16 QAM ou 64 QAM.

Além dos canais de subida e de descida, existe o canal entre dois UEs, chamado de *sidelink*. Este canal ocorre quando há uma conexão entre dois aparelhos móveis na rede, que recebe o nome de comunicação ProSe (*Proximity Services*). Dois tipos de cenários são possíveis quando se trata do tráfego de dados no ProSe: o modo direto e o roteamento local. No modo direto, é possível enviar o pacote de dados de um UE diretamente a outro UE, não sendo necessária a comunicação com as redes de acesso e de processamento para tal. Já no roteamento local, o tráfego de pacote de dados é realizado através de uma, ou mais, e-node B [14]. Os dois modos de tráfego de dados na comunicação ProSe são ilustrados na figura 9. Nos canais *sidelink*, também são utilizados a multiplexação via SC-FDMA e as possíveis modulações QPSK ou 16 QAM.

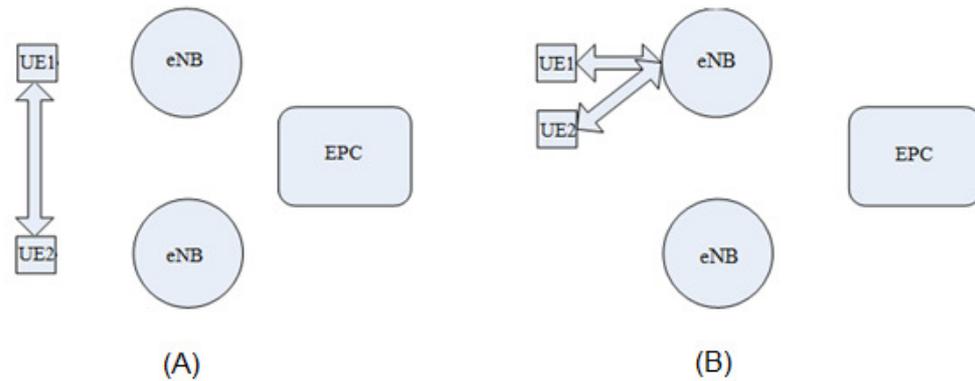


Fig. 9 - Diferentes cenários para o canal *sidelink*.

Dois estruturas de quadros de transmissão são suportados no LTE: o FDD - *Frequency Division Duplex* - e o TDD - *Time Division Duplex*. Na primeira estrutura, um quadro de 10 ms é dividido em dez subquadros de mesmo tamanho, com 1 ms cada. Estes, por sua vez, são compostos por dois *slots* de 0,5 ms. São disponibilizados dez subquadros para cada canal de descida e de subida, sendo estes separados no domínio da frequência. Na segunda estrutura, um quadro de 10 ms é separado em duas metades de 5 ms cada, sendo cada uma destas composta por oito *slots* de 0,5 ms e mais três áreas reservadas chamadas DwPTS, GP e UpPTS. O tamanho destes espaços reservados é de 1 ms. Os canais de subida e de descida são separados no domínio do tempo [15]. A estrutura mais utilizada comercialmente para a tecnologia LTE é o quadro FDD. Cada *slot* desta estrutura carrega sete símbolos OFDM com prefixos cíclicos curtos. As estruturas de quadro de transmissão estão ilustradas na figura 10.

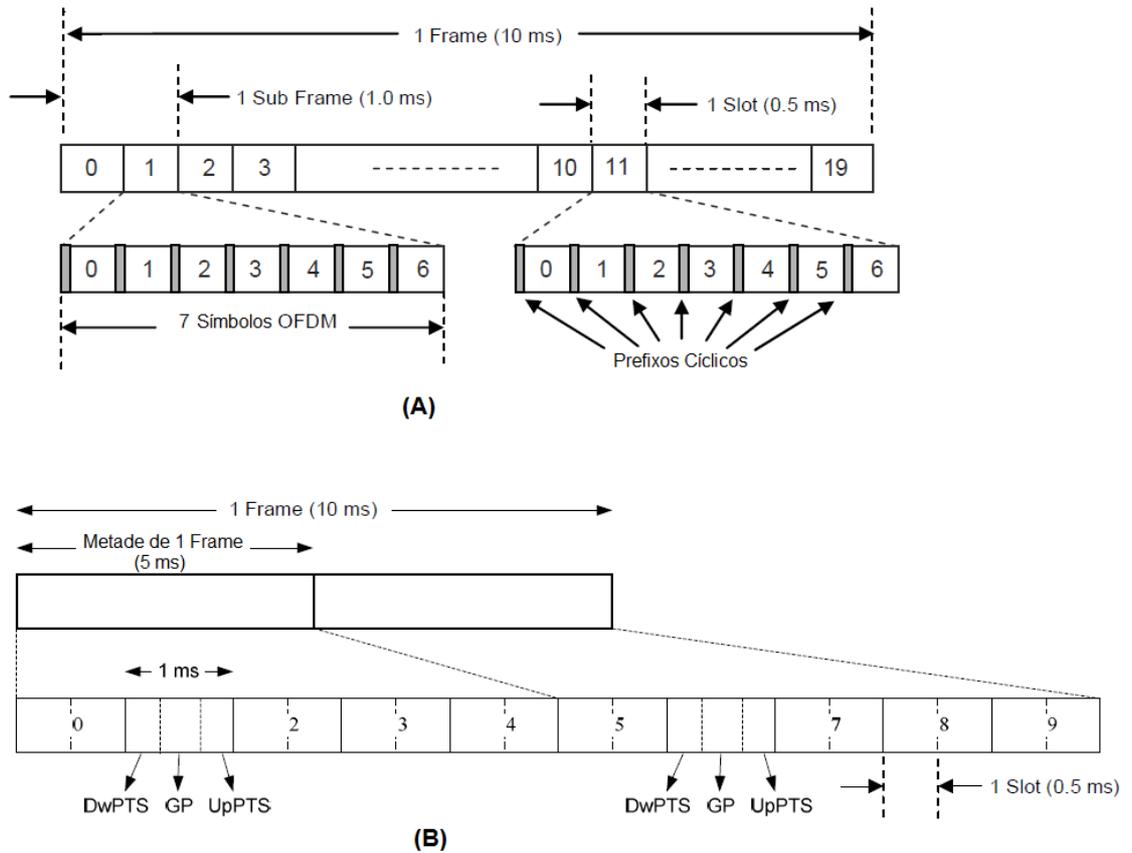


Fig. 10 - Estrutura de um quadro FDD (A) e de um quadro TDD (B) [15].

### 2.3. EPC

O núcleo de processamento da rede LTE tem quatro componentes principais: o MME - *Mobility Management Entity*, o HSS - *Home Subscriber Server*, o S-GW - *Serving Gateway* e o P-GW - *Packet data network Gateway*. O MME é responsável por enviar mensagens de sinalização de segurança e de gestão de fluxo de dados aos móveis e a outros componentes da rede. O HSS é um banco de dados central, que contém todas as informações de um assinante, e que as repassa para o MME. O S-GW é responsável por transmitir os dados entre a estação rádio e o P-GW, funcionando como um roteador. Por último, o P-GW é o responsável por fazer o contato da EPC com uma rede de pacote de dados (Internet) ou com outro equipamento da rede [16]. Uma ilustração do EPC pode ser vista na figura 11.

A E-UTRAN se conecta a EPC através da interface S1, dividida em dois tipos: a S1-MME para enviar dados de sinalização até o MME e a S1-U para enviar tráfego de dados ao S-GW. Os diferentes MMEs trocam informações de sinalização entre si e o também com o S-GW, e este com o P-GW.

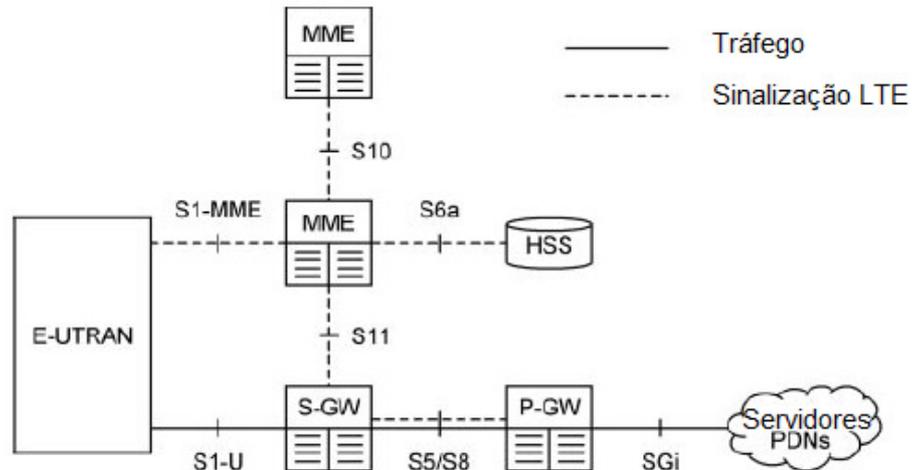


Fig. 11 - Principais componentes do EPC.

Existem também outros componentes secundários do EPC como, por exemplo, o CBC - *Cell Broadcast Center* - utilizado para o serviço de alerta de terremotos e tsunamis, e também o EIR - *Equipment Identity Register* - que guarda uma lista de equipamentos móveis perdidos ou roubados.

#### 2.4. TECNOLOGIA OFDM

Os sinais rádio transmitidos estão frequentemente sujeitos à ação de multipercursos devido aos diversos refletores encontrados ao longo de seu caminho e, quanto maior for a largura de banda do sinal, mais prejudicial será o efeito dos multipercursos neste. Uma forma que se encontrou para amenizar este problema foi empregar a modulação OFDM nestes sinais.

O princípio do OFDM consiste em dividir um sinal banda larga em várias sub-bandas, cada uma modulada por uma subportadora, sendo as portadoras ortogonais entre si. Formam-se, então, subcanais que sofrem distorções diferentes, evitando o chamado *fading* seletivo na frequência. Além disso, reduz-se a interferência entre símbolos (ISI - *Inter-Symbol Interference*) na recepção do sinal, pois a taxa de transmissão total continua a mesma, mas a taxa de cada subportadora é menor. Com isso, a duração dos símbolos é maior, o que reduz a interferência entre símbolos e, conseqüentemente, a taxa de erro. Outro mecanismo que ajuda a reduzir a ISI é a inserção do prefixo cíclico no sinal OFDM transmitido, que será explicado mais detalhadamente à frente.

A implementação de um sinal OFDM consiste em passar a informação (fluxo de dados) por um modulador PSK - *Phase Shift Keying* - ou QAM - *Quadrature Amplitude*

*Modulation*, optando-se por algum dos diferentes níveis possíveis destas modulações, por exemplo BPSK, 8 PSK, 16 QAM, 32 QAM, 64 QAM ou 256 QAM [17]. Depois de modular o sinal de entrada, este passa por um conversor série/paralelo, cuja saída são  $N$  símbolos. Estes  $N$  símbolos correspondem às componentes discretas de frequência na saída do modulador OFDM (subportadoras do sinal OFDM). As  $N$  componentes são, então, convertidas em amostras de tempo passando pela inversa da transformada rápida de Fourier, IFFT - *Inverse Fast Fourier Transformer*, gerando os símbolos OFDM. Um símbolo OFDM, gerado com modulação QAM em suas subportadoras, pode ser representado pela sequência:

$$x(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} X(i) e^{j 2\pi i / T_N}, 0 \leq i \leq N - 1 \quad (2.1)$$

onde o termo  $X(i)$  corresponde a amostras de uma soma de símbolos QAM, sendo cada amostra modulada pela portadora  $e^{j 2\pi i / T_N}$ , com  $i = 0, 1, \dots, N - 1$ , e  $T_N$  sendo o período de cada subportadora.

Em seguida, o prefixo cíclico é inserido no sinal e este, então, passa por um conversor paralelo/série, seguindo para um outro conversor digital/analgico. O sinal  $\tilde{x}(t)$  corresponde ao sinal OFDM já com o prefixo cíclico em banda básica. Para a sua transmissão, o sinal **modula uma portadora**  $f_c$  [18]. O esquema do transmissor OFDM pode ser visto na figura 12.

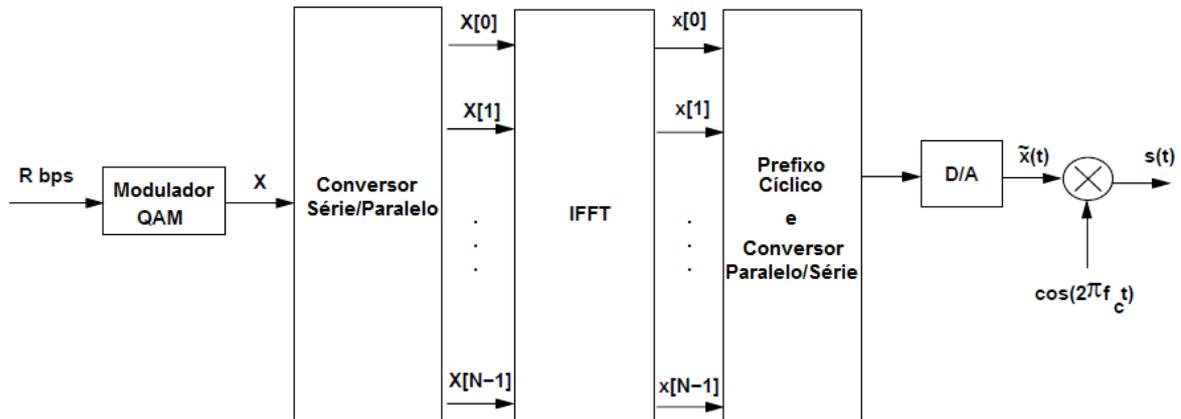


Fig. 12 - Esquema de transmissão de um sistema OFDM.

O sinal passa, então, pelo canal de resposta ao impulso  $h(t)$ , e é adicionado ao ruído do mesmo, representado por  $n(t)$ . Tem-se então, em banda base, a seguinte representação matemática para o sinal que chega no receptor:

$$y(t) = \tilde{x}(t) * h(t) + n(t) \quad (2.2)$$

Na recepção, o sinal é levado para a banda básica novamente e é filtrado para retirar as componentes de alta frequência. Em seguida, este passa por um conversor analógico/digital, o prefixo cíclico é retirado e passa por outro conversor série/paralelo. As  $N$  amostras passam, então, por um bloco que faz a Transformada Rápida de Fourier, FFT - *Fast Fourier Transformer*. Finalmente, os  $N$  símbolos passam por outro conversor paralelo/série e por um demodulador QAM obtendo-se, assim, o sinal original. O processo de recepção de um sinal OFDM pode ser visto na figura 13.

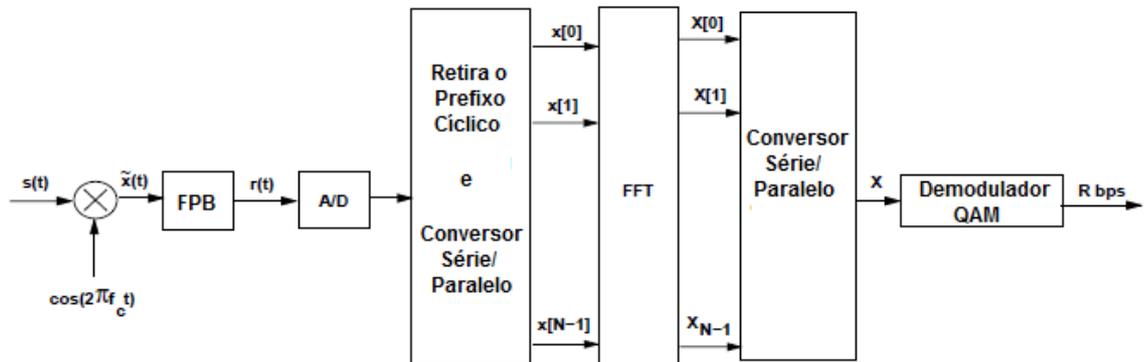


Fig. 13 - Esquema de recepção de um sistema OFDM.

O espaçamento  $\Delta f$  entre as subportadoras no OFDM é tomado como 15 kHz, sendo o período de cada símbolo igual a  $66,7 \mu s$  (inverso do espaçamento entre as subportadoras) [19]. Tem-se no pico de uma subportadora o nulo das outras, o que faz com que estas sejam ortogonais entre si, sendo possível detectar um pico de uma subportadora sem a interferência de outra, como pode ser visto na figura 14. O período de cada símbolo é dado pela equação:

$$T = \frac{1}{\Delta f} \quad (2.3)$$

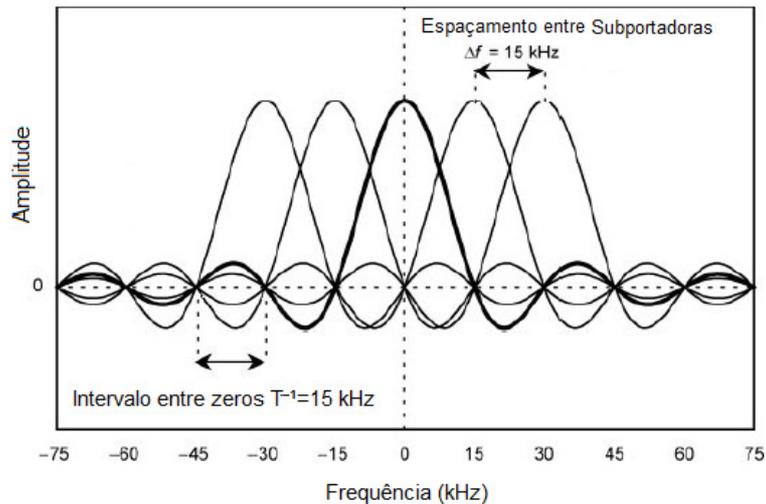


Fig. 14 - Subportadoras de um sinal OFDM.

O valor de 15 kHz de espaçamento entre subportadoras foi escolhido devido às especificações tomadas para a operação do sistema LTE. Neste, 350 km/h é a velocidade máxima na qual o aparelho móvel pode estar tal que o sistema continue funcionando e 3,5 GHz é a frequência máxima utilizada para transmitir o sinal. A interferência entre subportadoras devido aos multipercursos é tolerada quando o deslocamento Doppler for muito menor que o espaçamento entre as subportadoras [19], ou seja

$$\Delta f \gg f_D = \frac{v}{c} f_c \quad (2.4)$$

sendo  $v$  a velocidade do móvel,  $c$  a velocidade da luz e  $f_c$  a frequência do sinal. Calculando o valor do deslocamento Doppler para o velocidade de 350 km/h e para a frequência de 3,5 GHz, tem-se o valor de 1,1 kHz de deslocamento Doppler. Desta forma, o espaçamento entre as subportadoras está de acordo com a tolerância admitida.

Outro parâmetro utilizado para fazer com que a ISI seja minimizada é escolher a duração do símbolo muito maior que o espalhamento de retardo. Como o LTE, tipicamente, trabalha com espalhamento de retardo de  $4,7 \mu s$ , tomar a duração dos símbolos como  $66,7 \mu s$  está de acordo. Dessa forma, escolhendo o espaçamento de 15 kHz entre as subportadoras do OFDM consegue-se otimizar a utilização do espectro e a eficácia do sistema quanto à interferência entre símbolos.

O outro artifício utilizado para reduzir a interferência entre símbolos é o prefixo cíclico, como citado anteriormente. O prefixo cíclico funciona como um período de guarda, mas, em vez de deixar um espaço vazio entre os símbolos transmitidos, uma cópia do final do

símbolo é colocado no início do mesmo, de tal forma que o sinal se torne cíclico. Desta forma, é possível identificar onde o sinal começa e termina.

O prefixo cíclico é escolhido de tal forma que seja maior que o espalhamento de retardo esperado para o canal, para que os multipercursos não interfiram no próximo símbolo [20]. O período de guarda não é deixado vazio pois, dessa forma, surgiria o problema de interferência entre portadoras (ICI - *Inter-Carrier Interference*) e, assim, estas deixariam de ser ortogonais entre si. É necessário que os símbolos OFDM tenham números inteiros de ciclos dentro do intervalo da FFT para que não ocorra a ICI.

No receptor, chegam várias componentes de multipercursos de um sinal transmitido que, somadas entre si, resultam em um sinal com distorções nas primeiras amostras. Isto acontece devido à interferência entre símbolos causada pelo espalhamento de retardo inerente do canal rádio. Estas amostras podem ser retiradas sem prejuízo algum no sinal, já que se trata do prefixo cíclico e isto é o que ocorre no receptor de um sistema OFDM.

Como o prefixo cíclico é uma redundância da informação útil a ser transmitida, ao se inserir este trecho no símbolo, ocorre uma redução na taxa de dados. Sendo  $N$  a quantidade de subportadoras em um símbolo OFDM e  $\mu$  o comprimento do prefixo cíclico, a redução da taxa de dados devido à inserção do prefixo cíclico, é dada por [18] :

$$\frac{N}{\mu+N} \quad (2.5)$$

Além desta redução, também se gasta mais potência para a transmissão de um símbolo com prefixo cíclico, entretanto, os gastos são pequenos quando comparados com o benefício que este artifício traz para a transmissão de símbolos OFDM. Assim, para modelar um símbolo OFDM, é necessário analisar os seguintes parâmetros, de acordo com as características do canal:

- o espaçamento  $\Delta f$  entre subportadoras;
- o número  $N$  de subportadoras e
- o comprimento  $T_{CP}$  do prefixo cíclico.

O espaçamento entre as subportadoras deve ser o menor possível, porém não tão pequeno, pois senão o símbolo OFDM torna-se mais sensível ao espalhamento Doppler. O número de subportadoras deve ser escolhido de acordo com a largura de banda desejada para o sinal. A largura de banda nada mais é do que o número de portadoras multiplicado pelo espaçamento entre as portadoras, ou seja:

$$B = N \cdot \Delta f \quad (2.6)$$

Dessa forma, sabendo a largura de banda que se deseja para o sinal, é possível tirar o número de portadoras a se utilizar no símbolo. Já o comprimento do prefixo cíclico, como dito anteriormente, deve cobrir o efeito do espalhamento de retardo do canal sobre o sinal gerado, sendo ajustado de acordo com este.

## 2.5. SC-FDMA

O OFDM é uma tecnologia que otimiza a transmissão de sinais banda larga quando se trata de interferências no sinal, porém esta possui uma desvantagem: a potência do sinal irradiada está sujeita a grandes variações. Essas variações abruptas de potência podem causar distorções do sinal no domínio do tempo, o que leva a distorções na frequência. Com isso, causam interferências em outros receptores.

O componente responsável pela estabilidade da amplitude do sinal transmitido é o amplificador de potência. No caso do canal de *downlink*, os e-node Bs são sistemas robustos e equipados com amplificadores de potência muito próximos da linearidade. Estes amplificadores são mais estáveis e conseguem gerar uma potência de saída equivalente à potência de entrada, ou seja, a forma de onda de saída do amplificador de potência é praticamente a forma desejada. Já para o canal de *uplink*, o equipamento transmissor passa a ser o aparelho móvel. Este, por sua vez, não é um sistema tão estável quanto os das e-node Bs, já que os amplificadores lineares são uma tecnologia cara para serem implantados neste equipamento. Portanto, são utilizados amplificadores de potência não lineares, em que a potência de saída não é tão proporcional à potência de entrada. Devido à não linearidade do equipamento transmissor, a utilização da modulação OFDM no canal de *uplink* torna-se inviável, já que as distorções que ocorrem na forma de onda de saída causam interferência entre receptores.

Para solucionar este problema, foi decidido utilizar outra tecnologia para o canal de subida no sistema LTE, o SC-FDMA. Nela, o que se faz é adicionar um outro bloco que realiza a FFT na transmissão, antes de formar os símbolos OFDM, e um outro bloco que faz a IFFT na recepção. A finalidade desta adição de blocos é combinar os símbolos, antes da adição das subportadoras, para ajustar o sinal transmitido e, assim, reduzir a forte variação da potência no sinal. O diagrama de blocos do SC-FDMA é ilustrado na figura 15.

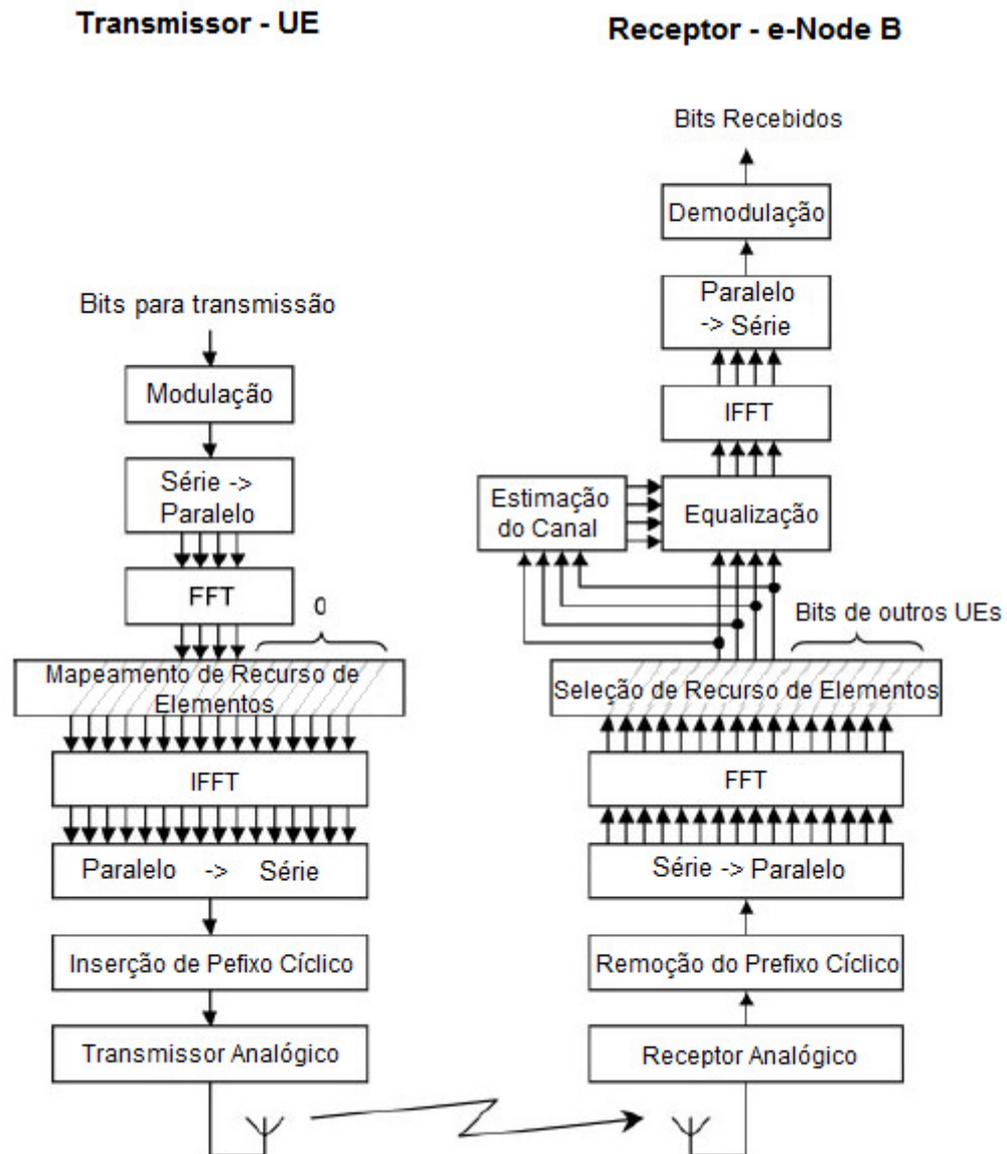


Fig.15 - Diagrama de blocos de um sistema de transmissão e recepção SC-FDMA.

Os bits a serem transmitidos passam por uma modulação do tipo PSK ou QAM. Os bits, já modulados e no domínio do tempo, passam por um conversor série/paralelo seguido por um bloco de FFT, que os leva para o domínio da frequência. Como este esquema ilustrado é para um UE, nem todas as subportadoras do OFDM são ocupadas. O bloco chamado Mapeamento de Recursos de Elementos aloca valores zero para aquelas portadoras que estão vagas e desloca aquelas que não estão para a frequência central desejada. O número de saídas do bloco FFT é menor que a entrada do bloco IFFT por esta razão. Preenchendo os valores vagos com zero consegue-se um sinal com pouca variação da potência [21]. Em seguida, o sinal passa pelo bloco da IFFT, que o leva novamente para o domínio do tempo. Já

formados os símbolos SC-FDMA, estes passam por um conversor paralelo/série. Em seguida, o prefixo cíclico é inserido e o sinal é transmitido.

Ao receber o sinal, o prefixo cíclico é removido e o sinal passa por um conversor série/paralelo seguido por um bloco que realiza a FFT, levando o sinal para o domínio da frequência. O bloco Seleção de Recurso de Elementos traz as subportadoras para a banda básica novamente. O sinal passa, então, por uma equalização para reverter algumas possíveis distorções **por ISI** e, em seguida, pelo bloco de IFFT, que leva o sinal para o domínio do tempo novamente. Finalmente, o sinal é convertido de paralelo para série e é demodulado, obtendo-se os bits de informação desejados.

## 2.6. OFDMA

O OFDMA - *Orthogonal Frequency Division Multiple Access* - nada mais é do que um método de acesso rádio utilizado pela tecnologia OFDM. Seu princípio **consiste** em separar o sinal a ser transmitido em subportadoras, transformando um sinal rápido em vários sinais mais lentos, assim como no OFDM. **A** diferença entre estas duas tecnologias, **no entanto**, está no fato de que, no OFDMA, consegue-se alocar um subconjunto das subportadoras para usuários distintos (faixa específica de frequência e de tempo por usuário) de acordo com a sua demanda, enquanto que no OFDM, a faixa de frequência utilizada por cada usuário é a mesma, variando-se apenas o tempo reservado para cada usuário, de acordo com a sua necessidade. Diz-se, então, que o OFDMA trabalha com multiplexação no tempo e na frequência [17]. A figura 16 ilustra o conceito destas duas tecnologias.

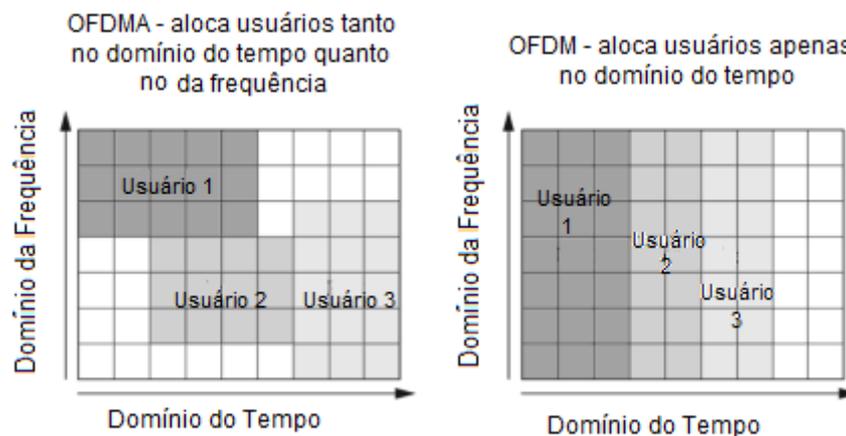


Fig. 16 - Diferença entre as tecnologias OFDMA e OFDM.

No OFDMA, um e-node B transmite, simultaneamente, para alguns UEs em tempos e frequências diferentes, e os recursos são alocados de acordo com a demanda de cada usuário. Na figura 16 é possível ver três usuários multiplexados ao longo da frequência e do tempo. Já no OFDM, uma e-node B transmite para alguns usuários, porém a multiplexação só é realizada no tempo, sendo que cada usuário opera em um tempo distinto, de acordo com a banda demandada naquela transmissão.

O LTE combina a tecnologia OFDM com o acesso OFDMA a fim de alocar da melhor forma possível os recursos do sistema, tornando-o mais flexível e otimizado. Desta forma, [valendo-se das técnicas de multiplexação](#), consegue-se reduzir o impacto do *fading* tanto no tempo quanto a frequência.

## 2.7. TÉCNICA DE MÚLTIPLAS ANTENAS

A técnica de combinação de múltiplas antenas é utilizada a fim de se conseguir uma melhora no desempenho do sistema celular no que se diz respeito à capacidade do canal rádio (mais usuários por célula), cobertura (células maiores) e melhores taxas de transmissão [22].

Existem três técnicas principais para a utilização de múltiplas antenas. A primeira técnica utilizada é a diversidade na recepção. Nela, a potência do sinal recebido é melhorada e o *fading* é reduzido, isto graças à utilização de múltiplas antenas no UE ou na e-node B. A segunda técnica é a *Beamforming*, [que utiliza a diversidade na transmissão](#). Nela, múltiplas antenas são utilizadas na transmissão, [sendo que cada uma delas transmite o mesmo sinal, porém com deslocamentos de fase distintos](#). A finalidade desta técnica é aumentar a cobertura em uma célula. Finalmente, a terceira técnica é a multiplexação espacial, também conhecida como MIMO, que utiliza múltiplas antenas tanto na transmissão quanto na recepção. Cada técnica será melhor entendida nas seguintes seções.

### 2.7.1. Diversidade na Recepção

Neste tipo de diversidade, utilizam-se múltiplas antenas no receptor. [Considerando o canal de \*uplink\*](#), a e-node B atua como receptor e o UE como transmissor. Já no canal de [\*downlink\*](#), o receptor em questão é o UE enquanto que o transmissor, a e-node B. Um esquema da diversidade na recepção pode ser visto na figura 17.

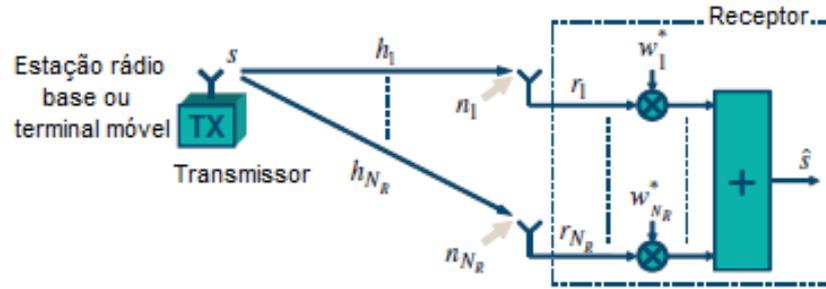


Fig. 17 - Esquema da técnica de diversidade na recepção.

Na figura 17, observa-se que o sinal, transmitido por uma única antena, chega nas  $n$  antenas receptoras, sendo que cada um dos sinais recebidos passa por diferentes canais, representados pelos termos  $h_1, \dots, h_{N_R}$ . Ao chegar no receptor, os  $N_R$  sinais são combinados linearmente. Em seguida, cada ramo é multiplicado por um fator complexo de ponderação  $w_{N_R}^*$  referente ao seu ramo e, depois, é somado. Para que a relação sinal ruído seja maximizada, os  $N_R$  fatores de ponderação devem ser iguais à resposta ao impulso do canal de cada ramo. Esta manipulação recebe o nome de MRC - *Maximum-Ratio Combination* - e pode ser descrita como:

$$\overline{W}_{MRC} = \overline{h} \quad (2.7)$$

onde  $\overline{W}_{MRC}$  é o vetor com todos os valores dos fatores de ponderação, chamado de vetor das combinações de taxa máxima, e o  $\overline{h}$  é o vetor resposta ao impulso dos vários canais. A técnica de diversidade do MRC é utilizada para alterar a fase dos sinais recebidos nas  $N_R$  antenas, de acordo com a fase que cada canal apresenta. Ao se somar os sinais, suas fases já estão alinhadas, devido à multiplicação de cada componente pelo fator  $w_{N_R}^*$  [22]. Além disto, o MRC emprega pesos maiores para sinais recebidos com maiores potências. O sinal recebido pode ser representado matematicamente, através de matrizes, como:

$$\vec{r} = \vec{h} \cdot \mathbf{s} + \vec{n}$$

$$\begin{pmatrix} r_1 \\ \vdots \\ r_{N_R} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_1 \\ \vdots \\ h_{N_R} \end{pmatrix} \cdot \mathbf{s} + \begin{pmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_{N_R} \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

onde  $\bar{r}$  é vetor sinal recebido nas  $N_R$  antenas,  $\mathbf{s}$  é o sinal enviado pelo transmissor e  $\bar{n}$  é o vetor ruído referente aos  $N_R$  canais.

A técnica de diversidade na recepção empregando o ganho de MRC é utilizado para canais tipicamente ruidosos. Ocorre que, em algumas situações, além do ruído característico de cada canal, podem existir interferências intra ou inter células, conforme mostra a figura 18.

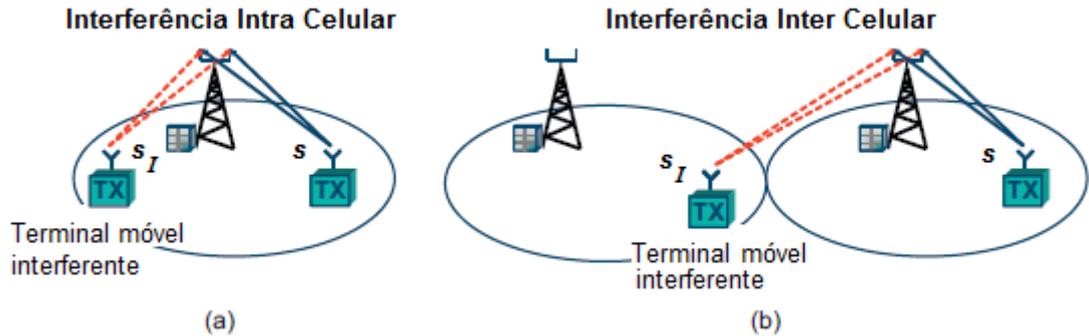


Fig. 18 - Interferências Intra Celular (a) e Inter Celular (b) em um canal de *uplink* de um sistema empregando diversidade na recepção.

Nestes tipos de canais, representa-se matematicamente o sinal recebido como

$$\bar{r} = \bar{h} \cdot \mathbf{s} + \bar{h}_I \cdot \mathbf{s}_I + \bar{n}$$

$$\begin{pmatrix} r_1 \\ \vdots \\ r_{N_R} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_1 \\ \vdots \\ h_{N_R} \end{pmatrix} \cdot \mathbf{s} + \begin{pmatrix} h_{I1} \\ \vdots \\ h_{IN_R} \end{pmatrix} \cdot \mathbf{s}_I + \begin{pmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_{N_R} \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

onde  $\bar{h}_I$  é o vetor resposta ao impulso dos vários canais do transmissor interferente e  $\mathbf{s}_I$  é o sinal transmitido pelo transmissor interferente. O sinal interferente é suprimido quando o fator de multiplicação,  $\bar{w}$ , cancela o efeito dos canais interferentes [22], isto é, quando

$$\bar{w} \cdot \bar{h}_I = 0 \quad (2.10)$$

A supressão dos sinais interferentes na recepção faz com que o nível de ruído aumente consideravelmente depois da combinação dos sinais. Para estas situações de interferência, um melhor resultado final é obtido utilizando-se o mínimo erro quadrático médio, MMSE - *Minimum Mean Square Error* [22], onde o vetor  $\bar{w}$  é tomado de forma a minimizar o erro quadrático médio do sinal  $\mathbf{s}$ , conforme equação 2.11.

$$\varepsilon = E\{|\hat{s} - s|^2\} \quad (2.11)$$

onde  $\varepsilon$  é a variância da variável aleatória  $s$ .

### 2.7.2. Diversidade na Transmissão (*Beamforming*)

Na diversidade **do lado da** transmissão, ou ainda no *Beamforming*, utilizam-se múltiplas antenas na transmissão, como o próprio nome já diz. Por esta razão, este esquema é empregado no canal de *downlink*, sendo **o conjunto de** antenas localizadas nas e-node Bs já que, **caso** os UEs possuíssem várias antenas, os aparelhos móveis tornar-se-iam mais caros para os usuários.

A condição para que exista efetivamente diversidade em um conjunto *Beamforming* é que as antenas tenham uma correlação mútua pequena. Esta característica é alcançada quando a distância entre as antenas é grande, ou quando se utiliza diferentes tipos de polarização [22]. Existem quatro formas de se conseguir a diversidade na transmissão: diversidade com retardo, diversidade com retardo cíclico, diversidade por codificação espaço-tempo e diversidade por codificação espaço-frequência.

Na diversidade com retardo, sinais idênticos são transmitidos porém com a adição de um retardo  $T$  entre eles, criando uma dispersão temporal artificial ou, ainda, uma seletividade artificial na frequência. Esta diversidade é possível graças a ação dos multipercursos que existem em um canal rádio, sendo que um sinal pode sofrer diferentes atenuações e retardos. O valor do retardo deve ser escolhido de tal forma que ocorra uma seletividade na frequência sobre a largura de banda do sinal a ser transmitido. O esquema da diversidade com retardo pode ser vista na figura 19.

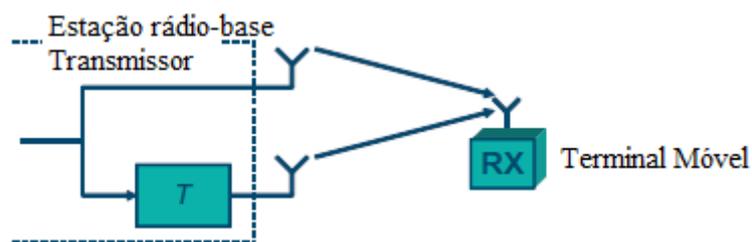


Fig. 19 - Diversidade com o emprego de um retardo  $T$ .

A diversidade com retardo cíclico, ou CDD - *Cyclic-Delay Diversity*, é similar à diversidade com retardo. A diferença é que ela aplica deslocamentos cíclicos nas diferentes antenas. Aplicado a um sinal OFDM, um deslocamento cíclico no domínio do tempo

corresponde a um deslocamento de fase, dependente da frequência, antes da modulação OFDM. Um esquema da diversidade com retardo cíclico é visto na figura 20.

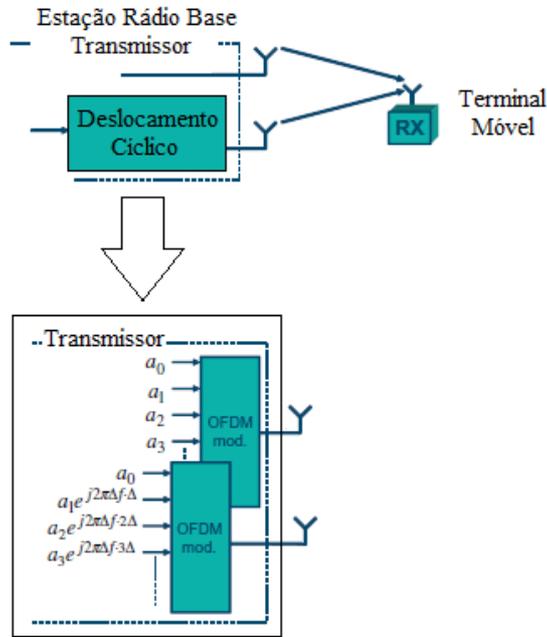


Fig 20 - Diversidade com retardo cíclico.

A diversidade por codificação espaço-tempo utiliza o mapeamento, no domínio do tempo e do espaço, de símbolos modulados para realizar a diversidade nas antenas transmissoras. O codificador STTD - *Space-Time Transmit Diversity* - é o responsável por fazer a codificação dos sinais no transmissor. A figura 21 mostra um esquema desse tipo de diversidade com duas antenas transmissoras. Nesta representação, observa-se que, após o codificador, o primeiro ramo tem como saída os símbolos modulados, conforme dado de entrada. Já o segundo ramo tem, como saída, os símbolos modulados, porém com suas ordens e sinais trocados e como o seu complexo conjugado.

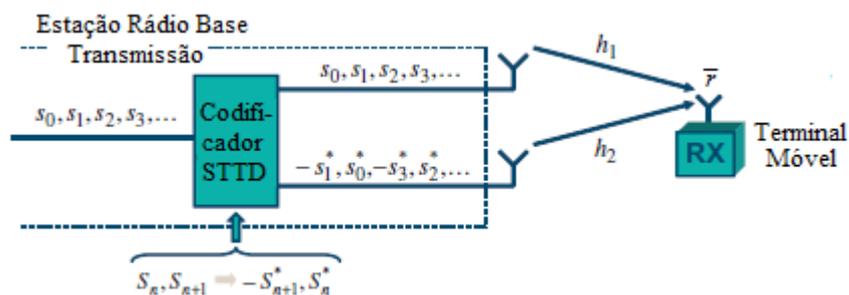


Fig. 21 - Esquema de uma transmissão utilizando diversidade por codificação espaço-tempo.

O sinal recebido  $\bar{r}$  pode ser representado, matematicamente, como:

$$\bar{r} = H \cdot \bar{s}$$

$$\begin{pmatrix} r_{2n} \\ r_{2n+1}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_1 & -h_2 \\ h_2^* & h_1^* \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} s_{2n} \\ s_{2n+1}^* \end{pmatrix} \quad (2.12)$$

onde  $\bar{r}$  é o vetor dos símbolos recebidos durante o intervalo de símbolo  $2n$  e  $2n+1$ ,  $H$  é a matriz que representa a resposta do canal rádio e  $\bar{s}$  é o vetor de símbolos enviados durante o mesmo intervalo de símbolo  $2n$  e  $2n+1$ . A matriz  $H$  é composta pela resposta individual de cada canal, de dois símbolos enviados consecutivamente, representadas em cada linha. O segundo termo dos vetores  $\bar{r}$  e  $\bar{s}$  foi conjugado para facilitar o desenvolvimento matemático. Na recepção, consegue-se recuperar o sinal enviado multiplicando o sinal recebido pela matriz  $W = H^{-1}$ .

Finalmente, a diversidade por codificação espaço-frequência, ou SFTD - *Space-Frequency Transmit Diversity*, é parecida com a diversidade por codificação espaço-tempo. A sua diferença é que a codificação do sinal é realizada no domínio do espaço e da frequência, em vez de no domínio do tempo. A diversidade, neste caso, é proporcionada ao nível do símbolo de modulação. O primeiro conjunto de símbolos modulados são mapeados nas portadoras OFDM da primeira antena, enquanto que o segundo conjunto de símbolos modulados são mapeados nas portadoras OFDM da segunda, conforme pode ser visto na figura 22.

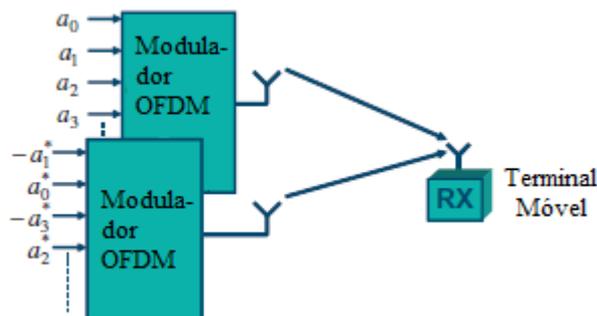


Fig. 22 - Esquema de diversidade na transmissão utilizando a codificação no espaço e frequência.

### 2.7.3. Multiplexação espacial (MIMO)

Na técnica MIMO - *Multiple In Multiple Out*, utilizam-se múltiplas antenas tanto na transmissão quanto na recepção do sinal. Isto faz com que a relação sinal/ruído de um sinal seja melhor do que um esquema com múltiplas antenas somente na transmissão ou na recepção, além de proporcionar uma diversidade a mais contra o *fading*.

O sinal recebido nas antenas pode ser escrito em forma matricial, como nos outros casos de diversidade citados anteriormente. Considerando um sistema MIMO com duas antenas transmissoras e duas antenas receptoras, a equação que representa o sinal recebido pode ser escrita como:

$$\bar{r} = H \cdot \bar{s} + \bar{n}$$

$$\begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} \\ h_{2,1} & h_{2,2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

sendo  $h_{1,2}$  o canal interferente no qual o sinal da antena 2 é recebido na antena 1 e  $h_{2,1}$  o canal interferente no qual o sinal da antena 1 é recebido na antena 2. O esquema da transmissão e da recepção em um sistema MIMO pode ser visto na figura 23.

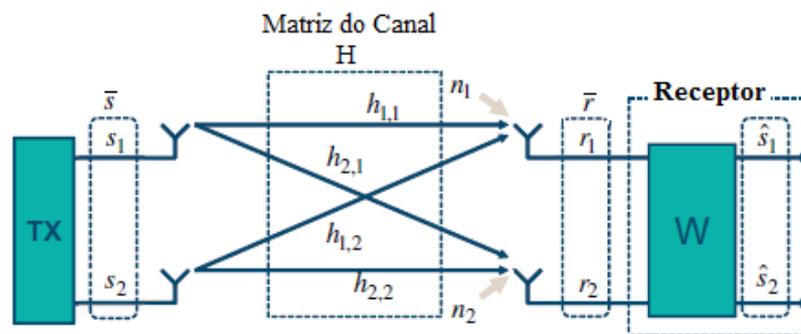


Fig. 23 - Esquema de transmissão, recepção e recuperação de um sinal em um sistema MIMO.

O sinal original pode ser recuperado na recepção multiplicando-se a inversa da matriz do canal, matriz  $W$ , ao sinal recebido, ou seja:

$$\hat{s} = W \cdot \bar{r}$$

$$\hat{s} = H^{-1} \cdot (H \cdot \bar{s} + \bar{n})$$

$$\hat{s} = \bar{s} + H^{-1} \cdot \bar{n} \quad (2.14)$$

Quando o número de sinais a serem multiplexados é igual ao número de antenas transmissoras, ou seja  $N_L = N_T$ , o método de multiplexação espacial associado a um pré-codificador faz com que os sinais transmitidos paralelamente sejam ortogonais entre si [22], permitindo um isolamento entre eles no receptor. Por outro lado, quando  $N_L < N_T$ , a pré-codificação também permite mapear os  $N_L$  sinais multiplexados, além de combinar a multiplexação espacial com o *beamforming*.

Existem dois métodos de transmissão com pré-codificação utilizados: o método com única palavra-código e o método com multi palavras-código. No primeiro caso, o sinal a ser transmitido é codificado e modulado por um único código e tipo de modulação. Em seguida, ele passa por um conversor demux que gera  $N_L$  sinais multiplexados. Estes são mapeados para as antenas e transmitidos. Já no segundo caso, os  $N_L$  sinais a serem multiplexados passam por  $N_L$  codificadores e moduladores distintos e, em seguida, são mapeados para antenas e, então, transmitidos. Os dois métodos de transmissão com pré-codificação estão ilustrados na figura 24.

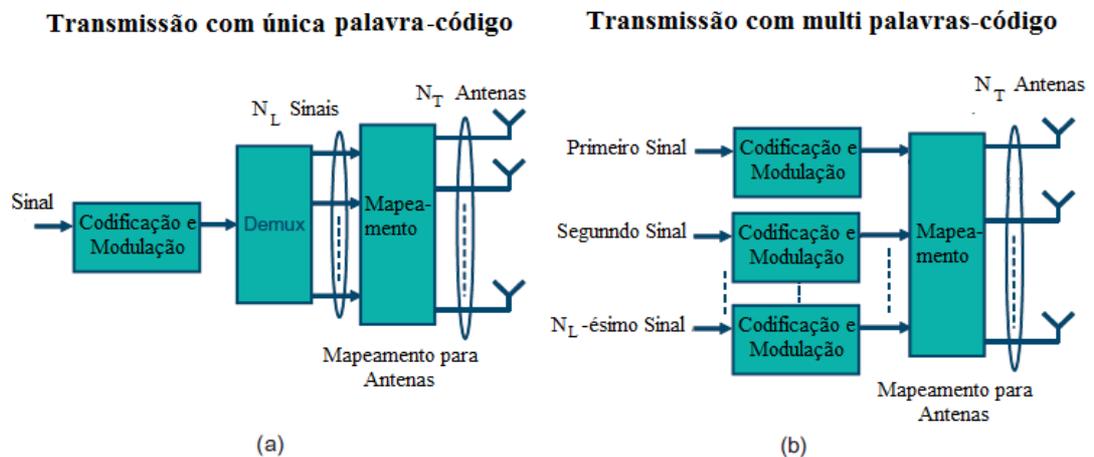


Fig. 24 - Transmissão com pré-codificação (a) com única palavra-código (b) com multi-palavras-código.

Uma forma de detectar o sinal transmitido é utilizando a técnica do Cancelamento Sucessivo de Interferência. Primeiro, o sinal mais robusto que chega ao receptor é demodulado. Em seguida, ele é decodificado e recodificado novamente. O primeiro sinal recuperado é separado, enquanto que o sinal recodificado é realimentado no circuito, subtraindo-se o segundo sinal mais robusto recebido deste. Segue-se, fazendo este

procedimento, até que todos os sinais transmitidos sejam recuperados. A detecção utilizando a técnica de Cancelamento Sucessivo de Interferência está ilustrado na figura 25.

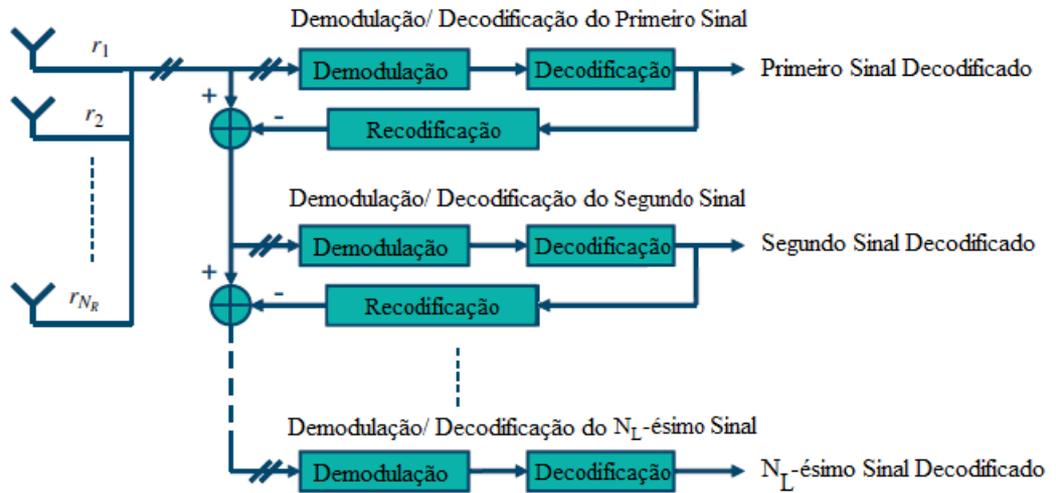


Fig. 25 - Detecção de um sinal multiplexado espacialmente utilizando a técnica de Cancelamento Sucessivo de Interferência.

### 3. TÉCNICAS DE COMBINAÇÃO DE SINAIS NA DIVERSIDADE

Segundo Yacoub [27], uma das principais causas de degradação no desempenho do sinal rádio-móvel é o desvanecimento, ou *fading* [24]. Este pode ser de grande escala, devido à presença de obstáculos ao longo do percurso, que atenuam o sinal, ou de pequena escala, em que os multipercursos são os responsáveis pela degradação do sinal.

Neste trabalho será discutido e estudado o desvanecimento em pequena escala do sinal rádio-móvel. Uma forma de combater este tipo de desvanecimento é utilizando técnicas de diversidade, onde o sinal recebido, ou transmitido, é combinado de tal forma a se obter um ganho quando comparado a um sistema sem o emprego da diversidade. Os tipos de diversidade foram tratadas no capítulo anterior. Este capítulo abrangerá um resumo das técnicas de combinação de sinais utilizadas em um esquema de recepção em diversidade, sendo divididas, basicamente, em dois grupos: Combinação por Comutação e Combinação por Ganho. No primeiro grupo, um dentre os  $M$  sinais do ramo de diversidade é escolhido segundo critérios específicos. Já no segundo, o sinal resultante é obtido através da combinação linear dos sinais recebidos em cada um dos ramos. Cada um desses dois grandes grupos é subdividido em mais dois tipos. Fazem parte do primeiro a Combinação por Seleção Pura (*Pure Selection*) e a Combinação por Seleção de Limiar (*Threshold Selection*). Já no grupo da Combinação por Ganho, fazem parte a Combinação por Razão Máxima (*Maximal Ratio*) e a Combinação por Ganho Igual (*Equal Gain*). Cada uma dessas quatro técnicas serão discutidas nos itens seguintes deste capítulo, assim como as suas propriedades estatísticas.

#### 3.1. COMBINAÇÃO COMUTADA

##### 3.1.1. Combinação por Seleção Pura

Neste tipo de combinação, os sinais recebidos em cada ramo de diversidade são avaliados e aquele que obtiver a maior potência é selecionado. Para tal seleção, os sinais analisados não passam por nenhum tipo de filtragem, sendo o ruído inerente ao canal presente em sua composição. Para que este tipo de combinação de sinais funcione adequadamente, é preciso que os sinais recebidos sejam verificados a uma taxa maior que a taxa de desvanecimento no canal, ou seja, os sinais devem ser inspecionados mais rapidamente que a taxa com a qual o sinal sofre atenuação devido à sua propagação. A figura 26 mostra a representação por diagrama de blocos da Combinação por Seleção Pura.

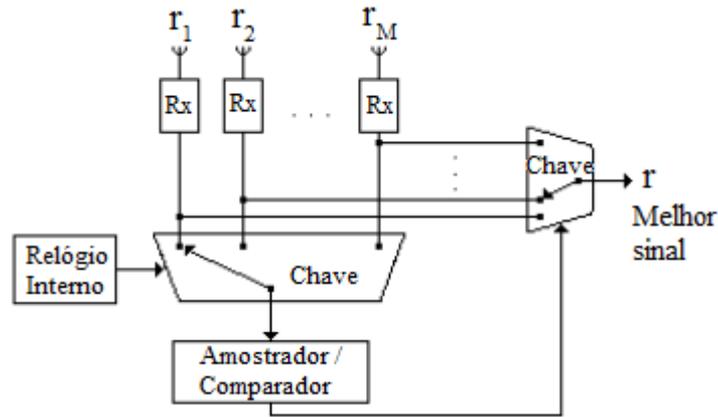


Fig. 26 - Diagrama de blocos da Combinação por Seleção Pura.

De forma geral, a relação sinal ruído  $\gamma_i$ , em cada ramo de diversidade  $i$ , é dada pela potência média do sinal dividido pela potência média do ruído. Chamando de  $r_i$  o sinal recebido, a potência média, recebida em cada ramo, é dada por  $r_i^2/2$ . Considerando-se o ruído como sendo Gaussiano, com potência média igual a  $N_i$  e, também, que todas as potências de ruído são iguais a  $N$ , em todos os ramos, tem-se como relação sinal ruído (SNR) instantânea em cada ramo  $i$ :

$$\gamma_i = \frac{r_i^2}{2N_i} = \frac{r_i^2}{2N} \quad (3.1)$$

Considerando que a função de densidade de probabilidade dos  $r_i$  sinais recebidos é representada pela distribuição de Rayleigh [24,25], ou seja, pela equação

$$p(r_i) = \frac{r_i}{\sigma^2} e^{-\frac{r_i^2}{2\sigma^2}} \quad (3.2)$$

onde  $\sigma^2$  é a variância da amplitude do sinal recebido, e que a função densidade de probabilidade da SNR é dada por:

$$p(\gamma_i)|d\gamma_i| = p(r_i)|dr_i| \quad (3.3)$$

Tem-se, derivando a equação (3.1) em relação a  $r_i$  e substituindo o resultado e a equação (3.2) na equação (3.3), que:

$$d\gamma_i = \left(\frac{r_i}{N}\right) dr_i$$

$$p(\gamma_i) = \frac{p(r_i)|dr_i|}{|d\gamma_i|}$$

$$p(\gamma_i) = \frac{N}{\sigma^2} e^{\left(-\frac{r_i^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (3.4)$$

A relação sinal ruído média  $\gamma_0$  é dada pela potência média do sinal dividida pela potência do ruído, ou seja, por:

$$\gamma_0 = \frac{E_0^2/2}{N} \quad (3.5)$$

onde  $E_0$  é a amplitude do sinal rádio recebido,  $\frac{E_0^2}{2}$  é a potência média recebida do sinal e  $N$  é a potência de ruído do canal recebida. Sendo  $\sigma^2 = E_0^2/2$ , então:

$$\gamma_0 = \frac{\sigma^2}{N} \quad (3.6)$$

Substituindo a equação (3.1) e (3.6) na equação (3.4), tem-se, como função de densidade de probabilidade para a relação sinal ruído, a seguinte equação:

$$p(\gamma_i) = \frac{1}{\gamma_0} e^{-\frac{\gamma_i}{\gamma_0}} \quad (3.7)$$

Para achar a probabilidade em que  $\gamma_i$  é menor ou igual a uma dada SNR  $\Gamma$ , basta integrar a função densidade de probabilidade da equação (3.7) no intervalo de zero a  $\Gamma$ , ou seja:

$$P(\Gamma) = \text{prob}(\gamma_i \leq \Gamma) = \int_0^{\Gamma} p(\gamma_i) d\gamma_i$$

$$P(\Gamma) = 1 - e^{\left(-\frac{\Gamma}{\gamma_0}\right)} \quad (3.8)$$

Considerando, agora, a combinação por Seleção Pura e aplicando a equação (3.8), tem-se como a probabilidade em que a SNR é menor ou igual a um dado valor  $\Gamma_S$ , em todos os  $M$  ramos:

$$P_{SEL}(\Gamma_S) = \text{prob}(\gamma_i, \dots, \gamma_M \leq \Gamma_S) = \prod_{i=1}^M \left[ 1 - e^{\left(-\frac{\Gamma_S}{\gamma_0}\right)} \right]$$

$$P_{SEL}(\Gamma_S) = \text{prob}(\gamma_i, \dots, \gamma_M \leq \Gamma_S) = \left[ 1 - e^{\left(-\frac{\Gamma_S}{\gamma_0}\right)} \right]^M \quad (3.9)$$

Quanto mais ramos forem colocados na recepção, melhor será a relação sinal ruído obtida, entretanto, existe um ponto em que quanto mais ramos forem colocados no sistema, menos se sente a diferença na SNR, ou seja, existe uma melhora no ganho, porém esta se dá de forma mais branda que quando comparada à inserção dos primeiros ramos.

Outra estatística que se tem para a combinação por Seleção Pura é a SNR média na saída do seletor, cuja função densidade de probabilidade é representada por:

$$\bar{\Gamma}_S = \int_0^{\infty} \Gamma_S p_{SEL}(\Gamma_S) d\Gamma_S \quad (3.10)$$

mas:

$$p_{SEL} = \frac{M}{\gamma_0} \left[ 1 - e^{\left(-\frac{\Gamma_S}{\gamma_0}\right)} \right]^{M-1} e^{\left(-\frac{\Gamma_S}{\gamma_0}\right)} \quad (3.11)$$

Então, a SNR média na saída do seletor é dada por:

$$\bar{\Gamma}_S = \int_0^{\infty} \Gamma_S \frac{M}{\gamma_0} \left[ 1 - e^{\left(-\frac{\Gamma_S}{\gamma_0}\right)} \right]^{M-1} e^{\left(-\frac{\Gamma_S}{\gamma_0}\right)} d\Gamma_S$$

$$\bar{\Gamma}_S = \gamma_0 \sum_{i=1}^M \frac{1}{i} \quad (3.12)$$

### 3.1.2. Combinação por Seleção de Limiar

Na combinação por Seleção de Limiar, os sinais recebidos pelas antenas são verificados em sequência e o primeiro deles, que estiver acima do limiar estipulado, é selecionado. Caso o combinador possua apenas dois ramos, ele irá selecionar aquele que esteja com o nível de sinal acima do patamar. A seleção é mantida até que o nível do sinal do ramo escolhido não esteja mais acima do valor de limiar. A seleção, então, é chaveada para o outro ramo e permanece neste até que o seu nível não esteja mais acima do limiar do combinador e assim sucessivamente. Esta técnica utilizada pelo combinador por Seleção de Limiar é chamada de *switch and stay*. Um gráfico da SNR utilizando esta técnica está ilustrado na figura 27.

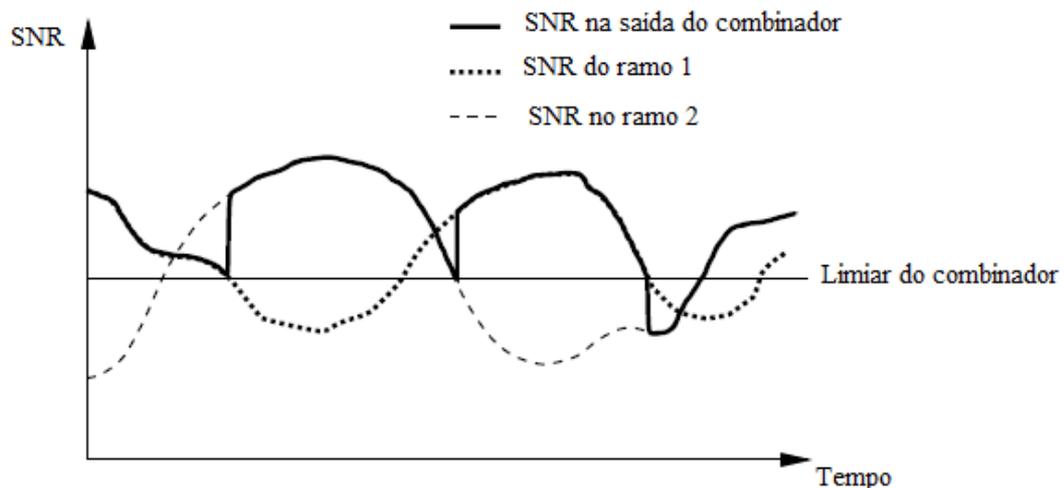


Fig. 27 - SNR na saída de um combinador por Seleção de Limiar utilizando a técnica *switch and stay* [26].

Uma grande diferença para o combinador de Seleção Pura é que aqui o combinador utiliza apenas um receptor, enquanto que no primeiro utiliza-se um receptor para cada ramo de diversidade, além do relógio interno para sincronizar as amostragens. Desta forma, este tipo de combinação é mais acessível e menos complexa, no que se diz respeito ao equipamento em si.

Existem dois tipos de combinador por Seleção de Limiar: o que utiliza um limiar fixo e o que utiliza um limiar variável. No combinador por limiar fixo, um valor médio do sinal é escolhido para o patamar que será comparado com os sinais de entrada. Este valor é escolhido de acordo com as características geográficas da região de operação. Uma desvantagem que este tipo de combinador apresenta é falhar devido a alguma variação que ocorra no local ou não funcionar bem em outra região com características distintas. Já no combinador por limiar

variável, o valor do patamar para o sinal médio recebido é estimado. Desta forma, evita-se que variações bruscas no valor do sinal façam com que o combinador não adquise nenhum sinal. Os dois tipos de combinador por Seleção de Limiar estão ilustrados na figura 28 [27].

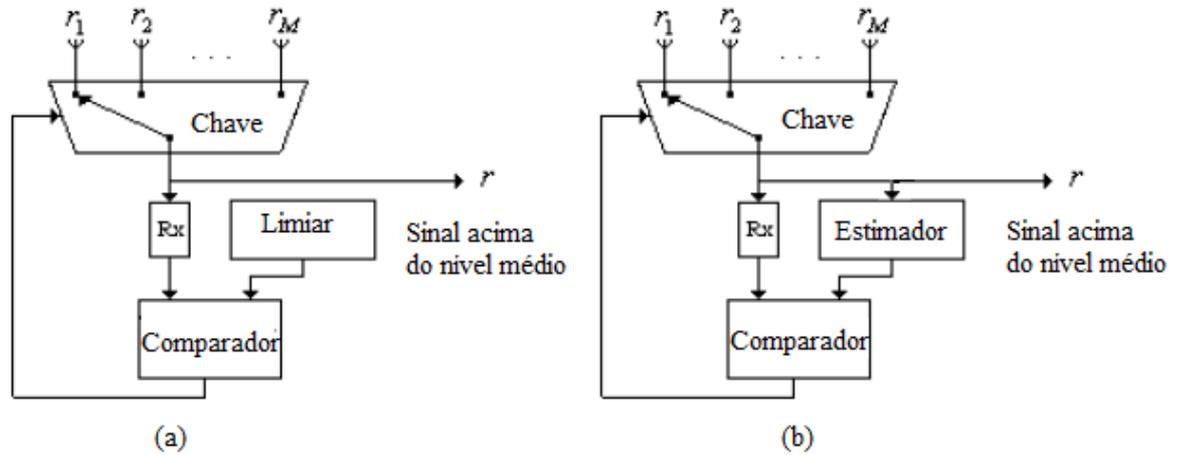


Fig. 28 - Diagrama de blocos dos combinadores por Seleção de Limiar: (a) combinador com limiar fixo e (b) combinador com limiar variável.

Considere que a função de densidade de probabilidade dos  $r_i$  sinais recebidos é representada pela distribuição de Rayleigh e, também, que as equações de 3.1 a 3.8 são válidas para este tipo de combinação. Chamando de  $\Gamma_T$  a SNR estipulada como limiar do combinador,  $\gamma$  a SNR na saída do combinador,  $\Gamma_S$  a SNR coletada,  $q$  a probabilidade de que  $\gamma$  esteja abaixo da  $\Gamma_T$  e  $p$  a probabilidade de que  $\gamma$  esteja acima da  $\Gamma_T$ , tem-se:

$$q = P(\gamma \leq \Gamma_T)$$

$$q = 1 - e^{\left(-\frac{\Gamma_T}{\gamma_0}\right)} \quad (3.13)$$

$$p = P(\gamma > \Gamma_T)$$

$$p = 1 - q$$

$$p = e^{\left(-\frac{\Gamma_T}{\gamma_0}\right)} \quad (3.14)$$

A função de distribuição de probabilidade para o combinador por Seleção de Limiar  $P_{THS}$  é dada por [24, 25, 26]:

$$P_{THS} = \begin{cases} (1+q)P(\Gamma_S) - q, & \Gamma_S \geq \Gamma_T \\ q P(\Gamma_S), & \Gamma_S < \Gamma_T \end{cases} \quad (3.15)$$

A função densidade de probabilidade para o combinador por Seleção de Limiar  $p_{THS}$  é obtida derivando-se a sua função de distribuição de probabilidade:

$$p_{THS}(\Gamma_S) = \frac{dP_{THS}(\Gamma_S)}{d\Gamma_S}$$

$$p_{THS}(\Gamma_S) = \begin{cases} (1+q)p(\Gamma_S), & \Gamma_S \geq \Gamma_T \\ q p(\Gamma_S), & \Gamma_S < \Gamma_T \end{cases} \quad (3.16)$$

onde  $P(\Gamma_S)$  e  $p(\Gamma_S)$  são calculados através das equações (3.8) e (3.7), respectivamente. Finalmente, a SNR média na saída do seletor é dada por:

$$\bar{\Gamma}_S = \int_0^{\infty} \Gamma_S p_{THS}(\Gamma_S) d\Gamma_S$$

$$\bar{\Gamma}_S = \int_0^{\Gamma_T} \Gamma_S p_{THS}(\Gamma_S) d\Gamma_S + \int_{\Gamma_T}^{\infty} \Gamma_S p_{THS}(\Gamma_S) d\Gamma_S$$

$$\bar{\Gamma}_S = \gamma_0 + \Gamma_T e^{-\frac{\Gamma_T}{\gamma_0}} \quad (3.17)$$

## 3.2. COMBINAÇÃO POR GANHO

### 3.2.1. Combinação por Razão Máxima

Neste tipo de combinação, é feita uma soma ponderada de todos os sinais que chegam nos M ramos de diversidade. Para tal, é preciso que os sinais recebidos sejam co-fasados entre

si para, então, serem somados. A figura 29 ilustra o diagrama de blocos de um combinador por Razão Máxima.

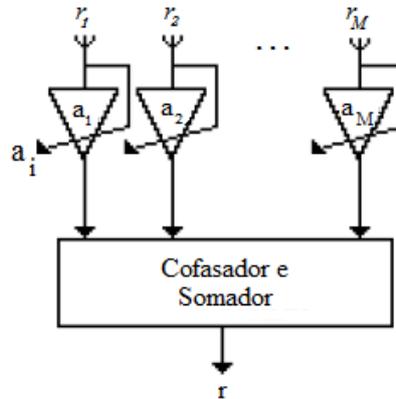


Fig. 29 - Diagrama de blocos de um combinador por Razão Máxima.

Um gráfico do resultado de uma combinação utilizando Razão Máxima é mostrado na figura 30. **O sinal 1 e 2 estão apontando para a mesma curva!**

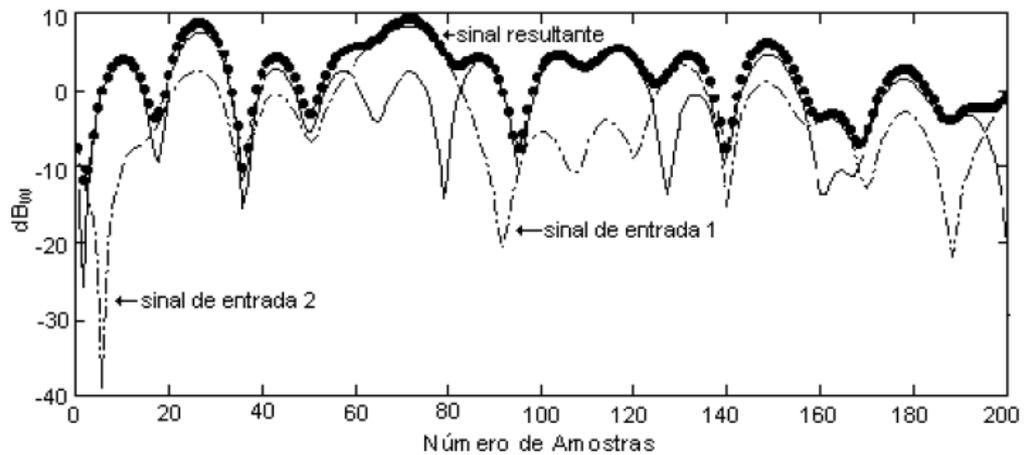


Fig. 30 - Envoltória resultante utilizando a Combinação por Razão Máxima com dois ramos de diversidade [26].

Considere um sistema operando em diversidade com um total de  $i = M$  ramos na recepção. Cada sinal  $r_i$  que chega nas antenas está adicionado a uma fase, sendo esta dada por  $e^{j\theta_i}$ . Para retirar a fase dos  $i$  sinais, multiplica-se cada ramo por:

$$\alpha_i = a_i e^{-j\theta_i} \quad (3.18)$$

onde  $a_i$  é o ganho em cada ramo  $i$  de diversidade. Logo, o sinal resultante na saída do combinador será:

$$r = \sum_{i=1}^M a_i r_i \quad (3.19)$$

Considere, também, que a potência do ruído médio em cada ramo seja igual a  $N$ , e que, na saída do combinador, se tenha um ruído total dado por:

$$N_{tot} = \sum_{i=1}^M a_i^2 N = N \sum_{i=1}^M a_i^2, \quad (3.20)$$

então, a relação sinal ruído na saída do combinador é dada por:

$$\begin{aligned} \gamma &= \frac{\frac{r^2}{2}}{N_{tot}} = \frac{1}{2} \frac{(\sum_{i=1}^M a_i r_i)^2}{N \sum_{i=1}^M a_i^2} \\ \gamma &= \frac{1}{2} \frac{(\sum_{i=1}^M a_i r_i)^2}{N \sum_{i=1}^M a_i^2} = \frac{1}{2} \frac{(\sum_{i=1}^M r_i)^2}{N} \\ \gamma &= \sum_{i=1}^M \frac{r_i^2}{2N} = \sum_{i=1}^M \gamma_i \end{aligned} \quad (3.21)$$

Dessa forma, a SNR na saída do combinador é dada pela soma das SNR em cada ramo de diversidade. Com isso, pode-se afirmar que a relação sinal ruído para um combinador por Razão Máxima cresce linearmente com o número  $M$  de antenas receptoras [25].

Devido à presença de multipercursos no canal rádio-móvel, o envelope do sinal  $r_i$  pode ser representado como uma função de duas variáveis aleatórias Gaussianas independentes,  $x_i$  e  $y_i$ , com médias iguais a zero e variâncias  $\sigma^2$  iguais a  $\frac{E_0^2}{2}$  [24, 27]. A envoltória do sinal fica, então, representada por:

$$r_i = x_i^2 + y_i^2 \quad (3.22)$$

Substituindo a equação (3.22) na (3.21), a SNR na saída do combinador fica sendo:

$$\gamma = \sum_{i=1}^M \frac{x_i^2}{2N} + \sum_{i=1}^M \frac{y_i^2}{2N} \quad (3.23)$$

A soma do quadrado de variáveis aleatórias normais independentes possui distribuição qui-quadrado com grau de liberdade igual ao número de termos da soma. Como, neste caso, tem-se duas somas com  $M$  termos cada, o grau de liberdade é  $2M$  [24, 25]. Também, a SNR média  $\gamma_0$  é dada por  $\frac{\sigma^2}{2N}$ . Com isso, a função densidade de probabilidade é dada por:

$$p_{MAX}(\gamma) = \frac{\gamma^{M-1} e\left(-\frac{\gamma}{\gamma_0}\right)}{\gamma_0^M (M-1)!}, \quad \text{para } \gamma \geq 0 \quad (3.24)$$

Quando a relação SNR é pequena, a função densidade de probabilidade fica sendo:

$$p_{MAX}(\gamma) \cong \frac{\gamma^{M-1}}{\gamma_0^M (M-1)!} \quad (3.25)$$

A função distribuição de probabilidade é calculada como a integral da função densidade de probabilidade. Para o caso em que a SNR é maior que zero:

$$P_{MAX}(\Gamma_S) = \text{prob}(\gamma \leq \Gamma_S) = \int_0^{\Gamma_S} p_{MAX}(\gamma) d\gamma$$

$$P_{MAX}(\Gamma_S) = 1 - e\left(-\frac{\Gamma_S}{\gamma_0}\right) \sum_{i=1}^M \frac{\left(\frac{\Gamma_S}{\gamma_0}\right)^{i-1}}{(i-1)!} \quad (3.26)$$

Para o caso em que a SNR é pequena, menor do que zero, tem-se:

$$P_{MAX}(\Gamma_S) = \frac{\left(\frac{\Gamma_S}{\gamma_0}\right)^M}{M!} \quad (3.27)$$

Finalmente, a SNR média na saída do combinador é dada por:

$$\bar{\Gamma}_S = \langle \gamma \rangle = \left\langle \sum_{i=1}^M \gamma_i \right\rangle = \sum_{i=1}^M \langle \gamma_i \rangle$$

$$\bar{\Gamma}_S = M \gamma_0 \quad (3.28)$$

### 3.2.2. Combinação por Ganho Igual

Neste tipo de combinação, os sinais dos  $M$  ramos de diversidade são cofasados e somados, sem a adição de ganho nos ramos. O diagrama de blocos de um combinador por Ganho Igual e a envoltória resultante de um exemplo de uma combinação de sinais utilizando este método são ilustrados nas figuras 31 e 32, respectivamente.

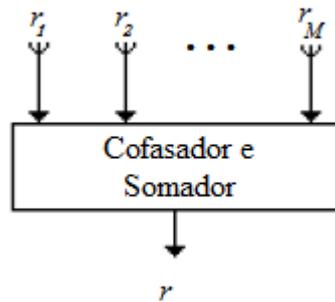


Fig. 31 - Diagrama de blocos de uma combinação por Ganho Igual.

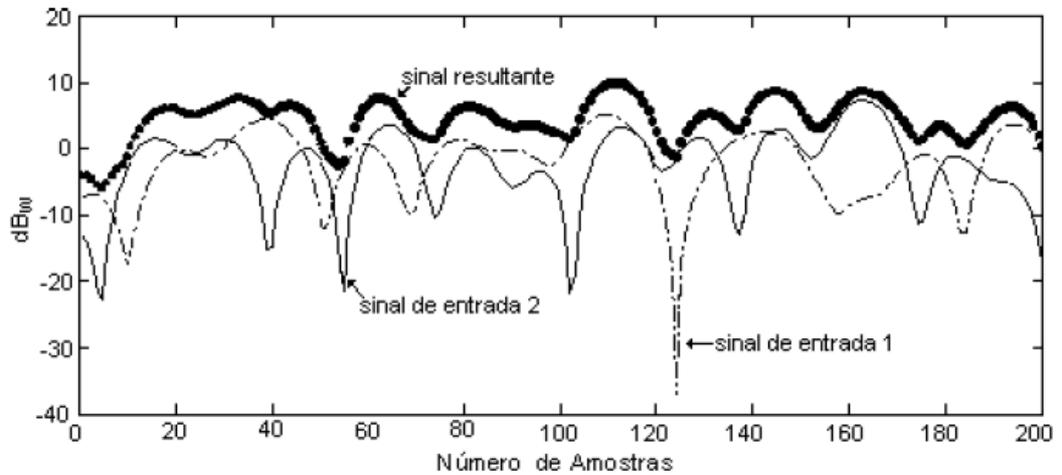


Fig. 32 - Envoltória de uma Combinação por Ganho Igual utilizando dois ramos de diversidade [26].

Assim como na combinação por Razão Máxima, o sinal de saída do combinador por Ganho Igual é a soma dos sinais dos  $M$  ramos de diversidade, porém sem a adição do ganho em cada um deles. O sinal na saída do combinador é, então, representado por:

$$r = \sum_{i=1}^M r_i \quad (3.29)$$

Considerando que o ruído em cada ramo é igual a  $N$  e que não é adicionado nenhum ganho na potência de sinal, nem na de ruído (ganho igual a um), a expressão para a SNR na saída do combinador fica:

$$\gamma = \frac{\frac{r^2}{2}}{NM} = \frac{(\sum_{i=1}^M r_i)^2}{2 NM}$$

$$\gamma = \frac{r^2}{2 NM} \quad (3.30)$$

sendo  $r$  uma variável aleatória, decorrente da somatória das  $M$  variações Rayleigh, independentes entre si. A função densidade de probabilidade para este tipo de combinação de sinais é obtida derivando-se a função densidade de probabilidade do sinal  $r$ , ou seja:

$$p_{EQU}(\gamma)|d\gamma| = p(r)|dr| \quad (3.31)$$

Derivando  $\gamma$  em relação a  $r$  e substituindo o resultado na equação (3.31), tem-se:

$$p_{EQU}(\gamma) = NM \frac{p(r)}{r}$$

$$p_{EQU}(\gamma) = NM \frac{p(\sqrt{2 \gamma NM})}{\sqrt{2 \gamma NM}} \quad (3.32)$$

Para o caso em que  $M = 2$ , a função densidade de probabilidade  $p(r)$  é encontrada através da distribuição conjunta,  $p(r_1, r_2)$ , das duas variáveis aleatórias que compõem o sinal Rayleigh,  $r = r_1 + r_2$  [24]:

$$p(r) = \int_0^r p(r_1, r_2)|_{r_2=r-r_1} dr_1$$

$$p(r) = \int_0^r p(r_1, r - r_1) dr_1 \quad (3.33)$$

em que a integral é solucionada através de funções tabeladas. A função distribuição de probabilidade, ainda para o caso em que  $M = 2$ , é dada por:

$$P_{EQU}(\Gamma_S) = 1 - e^{(-2\Gamma_S)} - \sqrt{\pi\Gamma_S} e^{(-\Gamma_S)} \operatorname{erf}(\sqrt{\Gamma_S}) \quad (3.34)$$

em que  $\operatorname{erf}$  é a função erro. No caso em que  $M > 2$ , a solução para encontrar a função densidade de probabilidade e a função distribuição de probabilidade é computacional, utilizando simulações. Uma solução aproximada, considerando baixa SNR, é dada por [24]:

$$P_{EQU}(\Gamma_S) = \frac{(M/2)^M \sqrt{\pi}}{(M-1/2)!} \frac{1}{M!} \left(\frac{\Gamma_S}{\gamma_0}\right)^M \quad (3.35)$$

onde  $(.)!$  é a função gama e, em particular,  $\left(M - \frac{1}{2}\right)! = \frac{1 \cdot 3 \cdot 5 \cdot 7 \cdots (2M-1)!}{2^M}$ . Finalmente, o valor da SNR média, na saída do combinador, é dada por:

$$\begin{aligned} \bar{\Gamma}_S = \langle \gamma \rangle &= \frac{1}{2NM} \left\langle \left( \sum_{i=1}^M r_i \right)^2 \right\rangle = \frac{1}{2NM} \sum_{i,j}^M \langle r_i, r_j \rangle \\ \bar{\Gamma}_S &= \frac{1}{2NM} \left[ 2M\sigma^2 + M(M-1)\pi \frac{\sigma^2}{2} \right] \\ \bar{\Gamma}_S &= \gamma_0 \left[ 1 + (M-1) \frac{\pi}{4} \right] \end{aligned} \quad (3.36)$$

#### 4. CAPACIDADE EM SISTEMAS COM DIVERSIDADE

No cenário atual, a demanda por maiores taxas de transmissão cresce dia-a-dia, logo, torna-se cada vez mais importante o estudo da capacidade dos sistemas sem fio. Em 1948, Shannon publicou a sua tão conhecida obra intitulada "*The Mathematical Theory of Communication*" [28], na qual estudou a teoria da informação e consolidou alguns teoremas importantes para esta área.

De acordo com o terceiro teorema de Shannon, a capacidade de um canal Gaussiano discreto e invariante no tempo, com largura de banda  $B$ , perturbado por um ruído aditivo Gaussiano branco (AWGN) de potência  $N$  e com potência média de transmissão  $P$ , é dada por [28, 29, 30, 31]: **Não definiu S, mas P!!!**

$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad [\text{bit/s}] \quad (4.1)$$

ou ainda, a capacidade pode ser representada de forma normalizada, dada por:

$$\frac{C}{B} = \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad [\text{bits/s / Hz}] \quad (4.2)$$

A equação 4.1 fornece a taxa de transmissão de dados instantânea máxima que pode ser transmitida no canal AWGN com uma probabilidade de erro pequena. Também é possível notar que a capacidade  $C$  varia de forma linear com a largura de banda  $B$  do canal e logaritmicamente com a SNR. Com isso, conclui-se que é mais fácil aumentar a capacidade de um canal sem fio ampliando-se a sua largura de banda do que se aumentar a potência média de transmissão do sinal.

Neste capítulo será introduzido, primeiramente, o modelo de um canal operando em diversidade. Logo após, será discutida a capacidade de informação em um canal invariante no tempo, com ruído aditivo gaussiano branco (AWGN), operando em diversidade nos modos SIMO, MISO e MIMO. Finalmente, será abordado o estudo para os canais com desvanecimento lento e rápido.

##### 4.1. MODELO DE UM CANAL COM DIVERSIDADE

Considerando um sistema com o número  $i$  de antenas transmissoras igual a  $m$  e com o número  $j$  de antenas receptoras igual a  $n$ , o canal rádio pode ser representado por [32, 33, 34]:

$$R = S \cdot H + N$$

$$R_j = \sum_{i=1}^m S_i(t) \cdot |H_{i,j}|^2 + N_j(t), \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (4.3)$$

onde  $S_i(t)$  é o vetor coluna que contém os sinais transmitidos pelas  $i$  antenas,  $H_{i,j}$  é a matriz  $m \times n$  do ganho normalizado do canal complexo entre a antena transmissora e a antena receptora, e  $N_j(t)$  é o vetor coluna do ruído gaussiano inerente do canal. Considerando que  $R_j$  também é um vetor coluna, a equação 4.3 pode ser escrita como:

$$\begin{bmatrix} R_1 \\ \vdots \\ R_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \cdots & h_{1,m} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ h_{n,1} & \cdots & h_{n,m} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ \vdots \\ S_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_1 \\ \vdots \\ N_m \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Esta representação é referente a um sistema MIMO com um único usuário, sendo o canal reconhecido apenas no receptor. A figura 33 ilustra o modelo de um canal operando em diversidade.

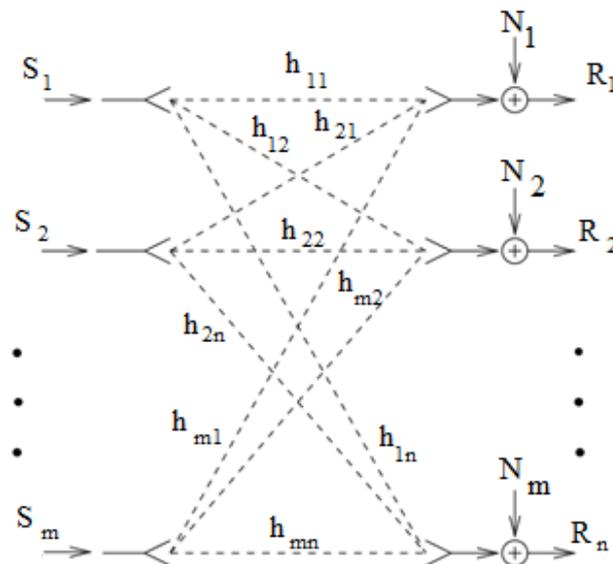


Fig. 33 - Modelo de um sistema operando em diversidade, com  $m$  antenas transmissoras e  $n$  antenas receptoras.

## 4.2. CAPACIDADE EM UM SISTEMA SIMO

Um sistema SIMO é composto por uma única antena transmissora e  $n$  antenas receptoras, conforme ilustra a figura 34.

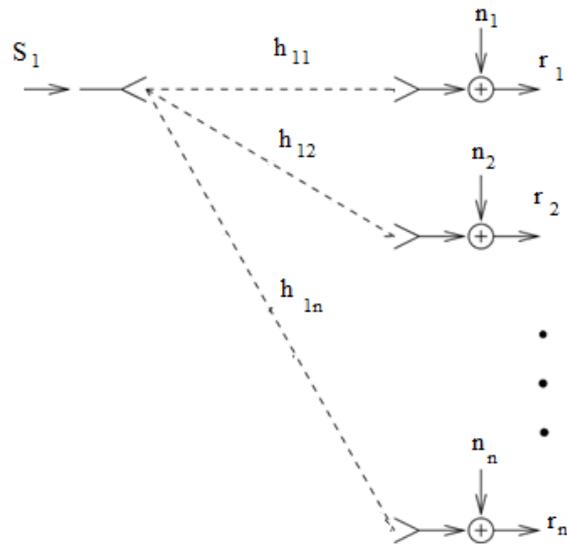


Fig. 34 - Modelo de transmissão SIMO.

O canal pode, então, ser modelado pela equação (4.3), onde  $m = 1$ . Considerando que o canal é Gaussiano linear e invariante no tempo, a capacidade é dada por [34]:

$$C = B \cdot \log_2 \left( 1 + \sum_{j=1}^n \frac{S_j}{N} |H_{1,j}|^2 \right) \quad [b/s] \quad (4.5)$$

ou ainda, pode ser representando como capacidade normalizada:

$$\frac{C}{B} = \log_2 \left( 1 + \sum_{j=1}^n \frac{S_j}{N} |H_{1,j}|^2 \right) \quad [b/s/Hz] \quad (4.6)$$

onde  $N$  é a **potência de** ruído médio do canal,  $S_j$  é a potência recebida na  $j$ -ésima antena e  $|H_{1,j}|^2$  é o ganho normalizado do canal. Vale ressaltar que para diferentes pontos, com diferentes distâncias do recetor para a transmissora, o valor da SNR será diferente e, também, o ganho normalizado do canal será distinto em cada situação.

#### 4.3. CAPACIDADE EM UM SISTEMA MISO

Neste caso, a diversidade está aplicada na transmissão, e a recepção é feita por uma única antena, conforme mostra a figura 35.

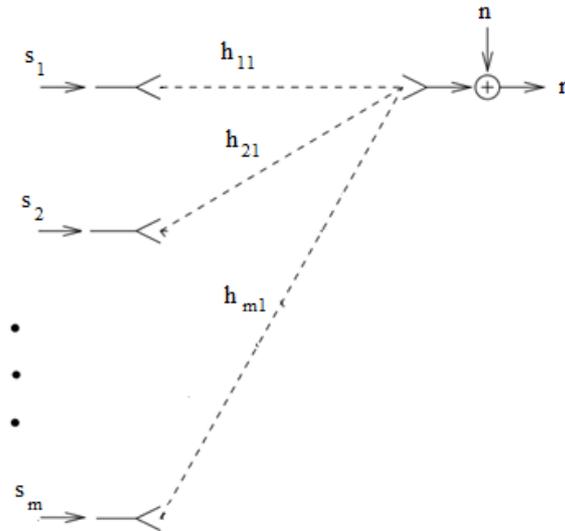


Fig. 35 - Modelo de transmissão MISO.

O canal é então modelado pela equação 4.3, onde  $i = 1, 2, \dots, m$  e  $j = 1$  e com um ganho fixo de canal [34]. A informação no sistema MISO é enviada das  $m$  antenas em direção à antena receptora, sendo a potência total transmitida dividida entre elas. Cada sinal sofre de forma diferente com o ganho do canal, porém chegam à mesma antena. Dessa forma, as potências das  $m$  antenas transmissoras que chegam na receptora são combinadas e a capacidade neste sistema é dada por:

$$C = B \cdot \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \sum_{i=1}^m |H_{i,1}|^2 \right) \quad [b/s] \quad (4.7)$$

ou ainda, representado como a capacidade normalizada:

$$\frac{C}{B} = \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \sum_{i=1}^m |H_{i,1}|^2 \right) \quad [b/s / Hz] \quad (4.8)$$

onde  $S$  é a potência do sinal combinado que chega no receptor,  $N$  é a potência média de ruído do canal e  $H_{i,1}$  é o ganho normalizado do canal.

#### 4.4. CAPACIDADE EM UM SISTEMA MIMO

Considere um canal invariante no tempo, descrito pela equação 4.3. A matriz do canal ( $H$ ) é determinística, constante em todos os tempos e conhecida tanto pela transmissão quanto para a recepção.

O sistema MIMO pode ser representado por  $m$  canais paralelos e a capacidade pode ser obtida decompondo a matriz canal em um conjunto de subcanais paralelos, Gaussianos e independentes. Para tal, a matriz de ganhos do canal é decomposta em valores singulares, segundo uma SVD [35]. A matriz de ganhos do canal pode, então, ser representada por:

$$H = UDV^H \quad (4.9)$$

onde  $H$  é a matriz de ganho do canal com dimensão  $mxn$ ,  $U$  e  $V$  são matrizes ortogonais ( $UU^H = I$  e  $VV^H = I$ ) com dimensões  $mxm$  e  $nxn$ , e  $D$  é a matriz diagonal  $mxn$ , na qual os elementos da diagonal são a raiz quadrada dos autovalores da matriz de ganho do canal multiplicada por a sua conjugada transposta ( $HH^H$ ). As colunas das matrizes  $U$  e  $V$  são os autovetores  $\lambda$  de  $HH^H$  e de  $H^HH$ , respectivamente. Substituindo (4.9) em (4.3), tem-se:

$$R = UDV^H \cdot S + N \quad (4.10)$$

Fazendo:

$$\begin{cases} \tilde{R} = U^H R \\ \tilde{S} = V^H S \\ \tilde{N} = U^H N \end{cases} \quad (4.11)$$

e, então, substituindo as equações de (4.11) em (4.10), tem-se:

$$\tilde{R} = D \cdot \tilde{S} + \tilde{N} \quad (4.12)$$

O canal pode ser representado, então, como canais paralelos segundo a equação (4.12) e conforme ilustra a figura 36.

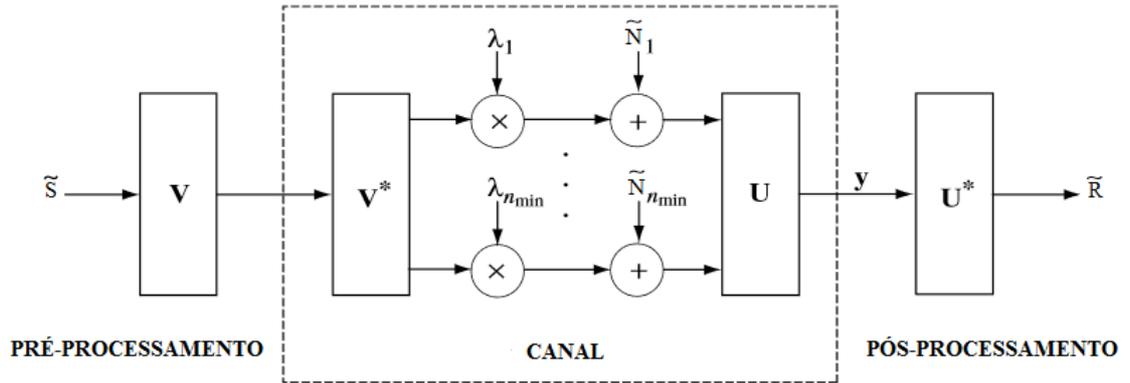


Fig 36 - Representação do canal MIMO em canais paralelos utilizando a decomposição por valores singulares.

A capacidade de um canal MIMO, segundo esta representação, é dada por [32, 34]:

$$C = \sum_{i=1}^m \log_2 \left( 1 + \frac{P_i^* \lambda_i^2}{N} \right) \quad (4.13)$$

com:

$$P_i^* = \left( \mu - \frac{N}{\lambda_i^2} \right) \quad (4.14)$$

onde o valor  $\mu$  é escolhido iterativamente de tal forma a se obter a potência ótima de operação e  $P_i$  é a potência transmitida em cada canal paralelo.

A parcela  $\frac{P_i^* \lambda_i^2}{N}$  da equação (4.13) é a relação sinal-ruído no  $i$ -ésimo receptor. Assim sendo, ela pode ser escrita também como:

$$C = \sum_{i=1}^m \log_2 (1 + SNR_i^*) \quad (4.15)$$

onde  $SNR_i^*$  é a relação sinal-ruído no  $i$ -ésimo receptor.

#### 4.5. CAPACIDADE EM CANAIS COM DESVANECIMENTO

Considere um canal complexo e com desvanecimento não seletivo na frequência. A taxa de erro de bit, neste canal, é uma variável aleatória e depende do coeficiente de

desvanecimento  $h$  do canal [33]. Serão abordados dois tipos de cálculo de capacidade neste capítulo: a capacidade em canais com desvanecimento lento, conhecida como capacidade ergódica, e a capacidade em canais com desvanecimento rápido, conhecida como capacidade condicional (*Outage Capacity*).

No primeiro caso, a capacidade ergódica representa a capacidade média entre todos os estados do canal. Já na segunda, a capacidade condicional representa a máxima taxa de bit que se consegue manter em um enlace, dada uma probabilidade de erro na transmissão [36].

A capacidade ergódica para um canal complexo, estacionário, tendo o receptor conhecimento do estado do canal, para o caso simples de uma transmissora e uma receptora (SISO), é dado por [36]:

$$\frac{C}{B} = E \left[ \log_2 \left( \frac{|H|^2 P}{N} \right) \right] \quad [b/s / Hz] \quad (4.16)$$

Para um sistema operando com MIMO, a capacidade pode ser calculada como:

$$\frac{C}{B} = E \left[ \log_2 \left\{ \det \left( I_m + \frac{S}{N} H H^* \right) \right\} \right] \quad [b/s / Hz] \quad (4.17)$$

$$\frac{C}{B} = E \left[ \log_2 \left\{ \det \left( I_n + \frac{S}{N} H H^* \right) \right\} \right] \quad [b/s / Hz] \quad (4.18)$$

onde a dimensão da matriz identidade é o maior número de componentes no sistema MIMO, transmissão ( $i$ ) ou recepção ( $j$ ).

Para o caso SIMO, onde  $i=1$  e  $j=1, 2, \dots, n$ , a matriz  $H$  do canal fica reduzida a um vetor coluna e a equação para a capacidade ergódica em função da combinação linear dos sinais recebidos fica [36]:

$$\frac{C}{B} = E \left[ \log_2 \left\{ \left( 1 + \frac{S}{N} \sum_{j=1}^n |H_j|^2 \right) \right\} \right] \quad [b/s / Hz] \quad (4.19)$$

Já para o caso MISO, onde  $i=1, 2, \dots, m$  e  $j=1$ , a matriz  $H$  do canal fica reduzida a um vetor linha, e a equação para a capacidade ergódica em função da combinação linear dos sinais recebidos fica:

$$\frac{C}{B} = E \left[ \log_2 \left\{ \left( 1 + \frac{S}{N} \sum_{i=1}^m |H_i|^2 \right) \right\} \right] \quad [b/s / Hz] \quad (4.20)$$

Considerando, agora, o caso da Capacidade Condicionada (*Outage Capacity*), com uma taxa de transmissão de bits  $t_R$ , pode-se dizer que a probabilidade de que ocorra erro de transmissão em um enlace é dada por [36]:

$$P_{erro}(R) = Prob(C < t_R)$$

$$P_{erro}(R) = Prob\left\{\log_2\left\{\det\left(I_n + \frac{S}{N}HH^*\right)\right\}\right\} \quad (4.21)$$

Para se avaliar a capacidade condicional em um enlace, utiliza-se a simulação de Monte Carlo. Com esta, realiza-se várias iterações a fim de se calcular a função distribuição cumulativa do enlace para um número muito grande de componentes da matriz  $H$ , sendo todos estes independentes entre si.

## 5. TEORIA DE PROPAGAÇÃO NO CANAL RÁDIO MÓVEL

A presença de multipercursos no canal rádio móvel tem efeitos tanto construtivos quanto destrutivos e, por isso, é importante estudá-los para que se tenha um sistema bem dimensionado. Os diversos espalhadores, ao longo do percurso de propagação do sinal, fazem com que este seja modificado em amplitude, fase e também no seu retardo, tornando sua transmissão bastante complexa.

A caracterização do canal é, então, de extrema importância para que estes problemas sejam sanados. Porém, a não estacionariedade do mesmo torna o trabalho mais difícil. Uma solução encontrada é considerar pequenos trechos, ou pequenos intervalos de tempo, como estacionários a fim de que se consiga caracterizar o canal.

A caracterização do canal é primeiramente tratada como se o canal fosse um filtro linear deterministicamente variável no tempo. Em seguida, visando simplificar o trabalho, o canal é considerado estacionário no sentido amplo no domínio do tempo e com espalhamento decorrelacionado no domínio do retardo. Neste caso, diz-se que o canal é WSSUS (*Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering*).

### 5.1. CANAIS DETERMINÍSTICOS

O canal rádio pode ser visto como um filtro linear deterministicamente variável no tempo já que transforma o sinal de entrada (sinal transmitido) em um outro, distinto, na saída do sistema (sinal recebido) [37]. Estas entradas e saídas podem ser representadas tanto como funções no domínio do tempo quanto funções no domínio da frequência e existe uma relação entre elas.

A primeira função a ser tratada é a que está no domínio do tempo. Esta é dada pela resposta ao impulso do sistema e também é variante no tempo, já que é uma característica inerente do canal. Considerando a envoltória complexa do sinal transmitido, a resposta ao impulso do canal é dada pela função  $h(t, \tau)$ , chamada função espalhamento de retardo de entrada [38]. A envoltória na saída do sistema é dada pela convolução entre a envoltória complexa de entrada e a função espalhamento de retardo de entrada. Sendo  $y(t)$  a envoltória

complexa do sinal de entrada e  $z(t)$  a envoltória complexa do sinal de saída, tem-se a seguinte relação:

$$z(t) = h(t, \tau) * y(t)$$

$$z(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) y(t - \tau) d\tau \quad (5.1)$$

A equação (5.1) representa o canal como uma soma de espalhadores contínuos. A função  $h(t, \tau)$  é a resposta do canal no tempo a uma entrada impulsional há  $\tau$  segundos atrás e pode ser representada, fisicamente, por um filtro transversal de linha de retardo. Neste fitro, o sinal de entrada  $y(t)$  passa por linhas de retardo  $\Delta\tau$  e depois são somados no barramento de soma. A figura 37 ilustra o conceito.

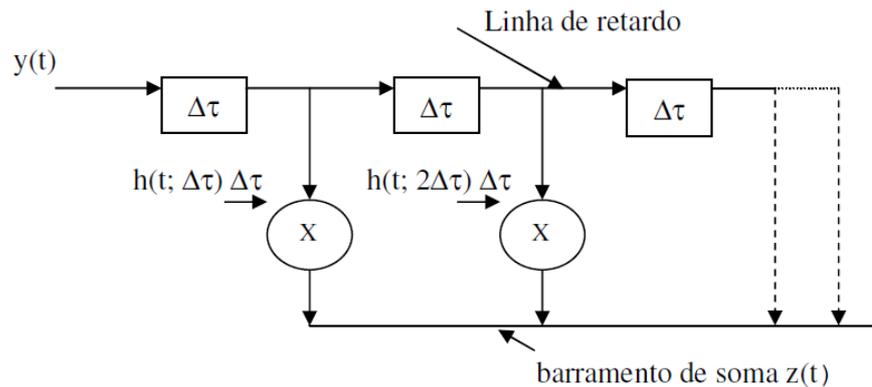


Fig. 37 - Modelo físico do canal rádio no domínio do tempo.

A função do canal no domínio da frequência, dual à função  $h(t, \tau)$ , é obtida através de uma transformação dupla de Fourier no tempo e no retardo. Obtém-se, então, a função  $H(f, \nu)$ , cujas variáveis são a frequência e o deslocamento Doppler, respectivamente. Esta função recebe o nome de função de espalhamento Doppler de entrada. A saída do canal, no domínio da frequência, é dada por [37, 38]:

$$Z(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f - \nu, \nu) Y(f - \nu) d\nu \quad (5.2)$$

e pode ser representada, fisicamente, conforme mostra a figura 38.

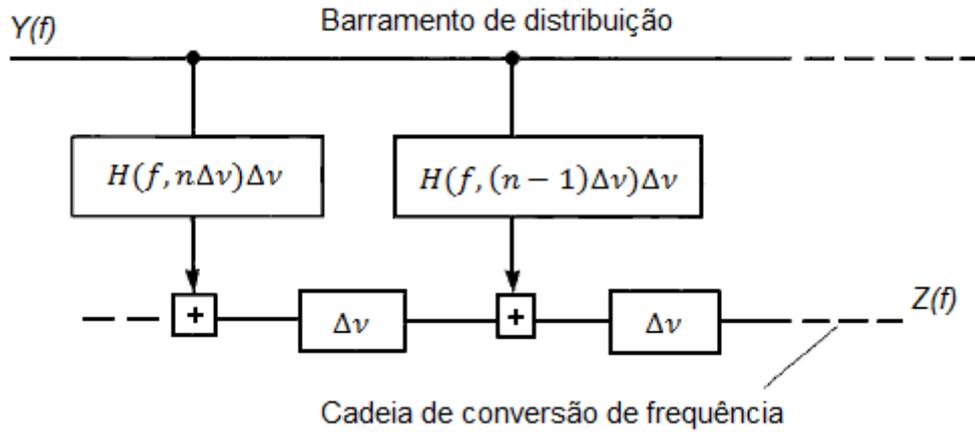


Fig. 38 - Modelo físico do canal no domínio da frequência [37].

Além das funções comentadas até aqui, existem mais outras duas que relacionam as funções do canal nos domínios do tempo e da frequência. A primeira delas é chamada função de transferência variável no tempo,  $T(f, t)$ , e descreve como o canal varia na frequência, ao longo do tempo. A relação entrada e saída para esta função é dada por:

$$Z(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} T(f, t) Y(f) e^{(j 2\pi f t)} df \quad (5.3)$$

A função de transferência variável no tempo é a transformada de Fourier no retardo da função espalhamento de retardo de entrada, ou ainda, é a transformada inversa de Fourier no deslocamento Doppler da função de espalhamento Doppler de entrada, e também pode ser representada pela relação [37]:

$$T(f, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) e^{(-j 2\pi f \tau)} d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f, \nu) e^{(j 2\pi \nu t)} d\nu \quad (5.4)$$

Finalmente, a última função é a chamada dispersão Doppler por retardo,  $S(\tau, \nu)$ , que descreve a dispersão sofrida pelo canal devido a um espalhador caracterizado pelo retardo. Esta função fornece a função de transferência do canal no domínio do retardo/deslocamento Doppler, e é encontrada calculando a transformada direta de Fourier, no domínio do tempo, da função espalhamento de retardo de entrada, ou ainda calculando a transformada inversa de Fourier da função de espalhamento Doppler de entrada, conforme mostra a equação (5.5).

$$S(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) e^{(-j 2\pi f t)} dt = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f, \nu) e^{(j 2\pi \nu f)} df \quad (5.5)$$

Qualquer uma das quatro funções aqui descritas podem ser utilizadas para a caracterização de um canal linear determinístico variante no tempo [37] já que estão relacionados entre si. A figura 39 mostra a correspondência entre essas funções. Elas estão inter-relacionadas tanto pela transformada direta de Fourier quanto pela transformada inversa de Fourier, de nomenclatura  $F$  e  $F^{-1}$ , respectivamente.

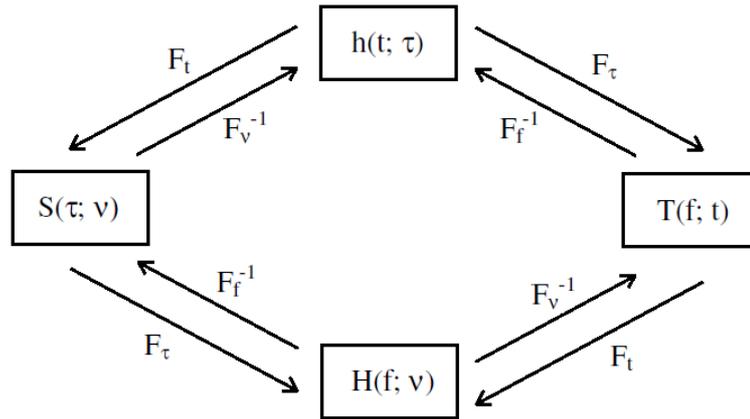


Fig. 39 - Relação entre as funções do sistema.

## 5.2. CANAIS ALEATÓRIOS

Considerando agora os canais que mais encontramos na prática, ou seja, canais aleatoriamente variáveis no tempo, as funções do sistema passam a se comportar como processos estocásticos. Então, para que a caracterização estatística do canal seja feita, de forma aproximada, as funções autocorrelação das funções do sistema são utilizadas. A função autocorrelação de saída do sistema é determinada através do sinal de entrada e da modelagem do sinal de saída por um processo aleatório Gaussiano [37, 38].

Segundo Parsons [37], é possível determinar a relação entre as funções autocorrelação de saída do sistema com as funções autocorrelação das funções do sistema com as equações:

$$R_z(t, s) = R_h(t, s; \tau, \eta) \quad (5.6)$$

$$R_z(\tau, \eta) = R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) \quad (5.7)$$

$$R_z(\nu, \mu) = R_H(\nu, \mu; f, m) \quad (5.8)$$

$$R_z(f, m) = R_T(f, m; t, s) \quad (5.9)$$

As funções autocorrelação para as quatro funções do sistema são dadas por:

$$R_h(t, s; \tau, \eta) = E[h(t, \tau) h^*(s, \eta)] \quad (5.10)$$

$$R_H(f, m; \nu, \mu) = E[H(f, \nu) H^*(m, \mu)] \quad (5.11)$$

$$R_T(f, m; t, s) = E[T(f, t) T^*(m, s)] \quad (5.12)$$

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = E[S(\tau, \nu) S^*(\eta, \mu)] \quad (5.13)$$

onde  $\tau$  e  $\eta$  são variáveis de retardo no tempo e  $\nu$  e  $\mu$  são variáveis de deslocamento na frequência. De forma semelhante aos canais determinísticos, existe uma relação entre as funções autocorrelação do sistema nos canais aleatórios, conforme mostra a figura 40.

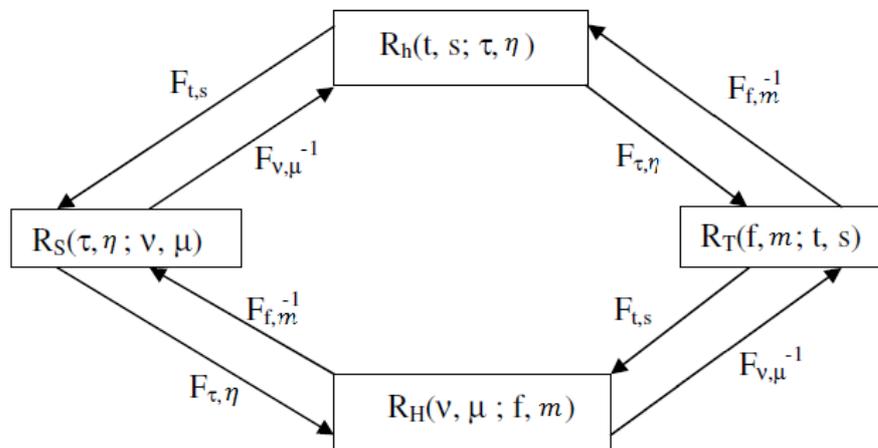


Fig. 40 - Relação entre as funções de autocorrelação do canal.

Concluindo, a função autocorrelação de saída do canal,  $R_z(t, s)$ , pode ser obtida através da função autocorrelação,  $R_h(t, s; \tau, \eta)$ , da função espalhamento de retardo de entrada,  $h(t, \tau)$ .

### 5.3. CANAIS REAIS

No caso de canais reais, estes são considerados estacionários no sentido amplo com espalhadores decorrelacionados, ou seja, o canal é tomado como constante em pequenos intervalos de tempo e suas estatísticas são praticamente estacionárias.

Calculando as respectivas transformadas duplas de Fourier mostradas na figura 40, é possível chegar nas expressões das funções densidade espectral de potência para cada caso.

$$R_h(t, s; \tau, \eta) = \delta(\tau - \eta)P_h(t, s; \tau) \quad (5.14)$$

$$R_S(v, \mu; \Omega) = \delta(\tau - \eta)P_S(\tau; v, \mu) \quad (5.15)$$

$$R_T(f, m; t, s) = R_T(\Omega; \eta) \quad (5.16)$$

$$R_H(v, \mu; f, m) = \delta(v - \mu)P_H(\Omega; \mu) \quad (5.17)$$

onde  $\Omega = f - m$  e  $P_h$  é o perfil de potência de retardo,  $P_S$  é a densidade espectral de potência de retardos e deslocamento na frequência e  $P_H$  é o perfil de Doppler. A figura 41 ilustra a relação entre as funções de correlação dos canais estacionários no sentido amplo com espalhadores decorrelacionados.

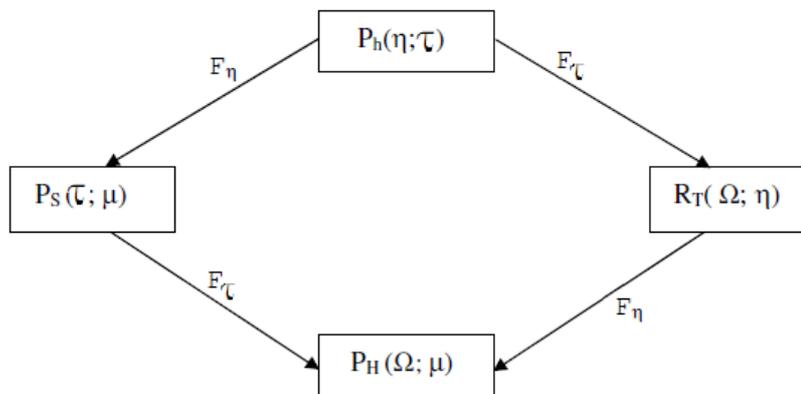


Fig. 41 - Relação entre funções autocorrelação em canais WSSUS.

## 5.4. CARACTERIZAÇÃO FAIXA LARGA DE CANAIS RÁDIO MÓVEIS

O canal rádio móvel pode ser caracterizado tanto no domínio do tempo quanto no domínio da frequência. Os parâmetros temporais para a sua caracterização são: o retardo médio ( $\bar{\tau}$ ), o espalhamento de retardo  $\sigma_T$  e a banda de coerência  $B_C$ . Já os parâmetros na frequência são: o deslocamento Doppler  $d_D$ , o espalhamento Doppler  $\sigma_D$  e o tempo de coerência  $T_C$ . A seguir, serão explicados os seis parâmetros de dispersão dos canais.

### 5.4.1. Parâmetros Temporais

#### 5.4.1.1. Retardo Médio ( $\bar{\tau}$ )

O retardo médio é o tempo médio entre os multipercursos que chegam no receptor, sendo que todos partem ao mesmo tempo do transmissor. Este é calculado como o primeiro momento central, ou a média, do perfil de potência de retardo  $P_h(\tau)$ , e, no caso em que a aquisição é contínua, é dado por:

$$\bar{\tau} = \frac{\int_0^{\infty} \tau P_h(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} P_h(\tau) d\tau} \quad (5.18)$$

No caso em que a aquisição dos dados é feita de forma discreta, o retardo médio é dado por [39]:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{i=1}^{N-1} \tau_i P_h(\tau_i)}{\sum_{i=0}^{N-1} P_h(\tau_i)} \quad (5.19)$$

onde  $N$  é o número de picos de correlação existentes dentro de um perfil de potência de retardo.

#### 5.4.1.2. Espalhamento de Retardo ou Espalhamento de Retardo RMS ( $\sigma_T$ )

O espalhamento de retardo é o desvio padrão da função densidade de probabilidade, que caracteriza o tempo de chegada dos multipercursos no receptor [38]. Este é dado pela raiz

quadrada do segundo momento central, variância, do perfil de potência de retardo  $P_h(\tau)$ . No caso contínuo, o espalhamento de retardo é dado por:

$$\sigma_T = \sqrt{\tau^2 - (\bar{\tau})^2}$$

$$\sigma_T = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\tau - \bar{\tau})^2 P_h(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} P_h(\tau) d\tau}} \quad (5.20)$$

No caso em que a aquisição dos dados é feita de forma discreta, o espalhamento de retardo é dado por [38, 39]:

$$\sigma_T = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{N-1} (\tau_i - \bar{\tau})^2 P_h(\tau_i)}{\sum_{i=0}^{N-1} P_h(\tau_i)}} \quad (5.21)$$

O espalhamento de retardo é de grande importância para o dimensionamento de um sistema de transmissão pois, de posse desse valor, é possível adotar uma taxa de transmissão conveniente para o sistema, o que ajuda a diminuir eventuais perdas como, por exemplo, a interferência intersimbólica. Para que tais perdas sejam diminuídas e para que se tenha uma comunicação confiável, a duração de cada símbolo transmitido deve ser muito maior que o espalhamento de retardo, característico da região de propagação do sinal.

Alguns valores práticos foram levantados por Rappaport [39] em sua obra, e estão descritos na tabela 1.

Tabela 1 - Valores típicos medidos de espalhamento de retardo.

<b>Ambiente</b>	<b>Frequência (MHz)</b>	<b>Espalhamento de Retardo (<math>\sigma_T</math>)</b>	<b>Observação</b>
Urbano	910	1300 ns (média) 3500 ns (máximo)	Nova York
Urbano	892	10-25 $\mu$ s	Pior caso - São Francisco
Suburbano	910	200-310 ns	Valor típico médio
Suburbano	910	1960-2110 ns	Valor extremo médio

<i>Indoor</i>	1500	10-50 ns	Prédio comercial
<i>Indoor</i>	850	270 ns (máximo)	Prédio comercial
<i>Indoor</i>	1900	70-94 ns (média) 1470 (máximo)	Edifícios em São Francisco

#### 5.4.1.3. Banda de Coerência ( $B_C$ )

A banda de coerência fornece a faixa de frequência na qual o sinal é considerado correlato, ou seja, faixa na qual a correlação entre as amplitudes das componentes espectrais é elevada [38, 40], limitando a faixa de sinal a ser transmitida no canal tal que este não sofra distorção.

A distorção típica que ocorre nos canais rádio é o *fading* seletivo na frequência. Neste, a banda de coerência é menor do que a banda do sinal transmitido, o que faz com que as componentes espectrais do mesmo sejam afetadas.

O cálculo da banda de coerência não é único, sendo considerados alguns casos dependendo da situação do canal. Alguns autores consideram valores de 50, 70 e até mesmo 90% de correlação para tal. Segundo Lee [41], considerando a banda de coerência como a banda na qual a função de correlação na frequência é acima de 90%, tem-se:

$$B_C \approx \frac{1}{50\sigma_T} \quad (5.22)$$

onde  $\sigma_T$  é o valor encontrado para o espalhamento de retardo do canal. Ainda segundo Lee, a banda de coerência também pode ser estipulada como como a banda na qual a função de correlação na frequência é acima de 50%. Tem-se então:

$$B_C \approx \frac{1}{5\sigma_T} \quad (5.23)$$

#### 5.4.2. Parâmetros na Frequência

##### 5.4.2.1. Deslocamento Doppler ( $d_D$ )

O deslocamento Doppler é o desvio máximo de frequência que o sinal transmitido sofre devido ao deslocamento do móvel ou, ainda, devido aos espalhadores presentes no canal. O deslocamento Doppler introduz um ruído no sinal devido à variação de fase do mesmo no tempo. Esta variação causa uma modulação em frequência aleatória.

Conhecendo o perfil de Doppler para a frequência sondada, o cálculo do deslocamento Doppler é dado por:

$$d_D = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} \mu P_H(\mu) d\mu}{\int_0^{\infty} P_H(\mu) d\mu}} \quad (5.24)$$

Quando os dados são discretos, o deslocamento Doppler é dado pela soma discreta:

$$d_D = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{N-1} \mu_i P_H(\mu_i)}{\sum_{i=0}^{N-1} P_H(\mu_i)}} \quad (5.25)$$

sendo N o número de amostras da sondagem.

No caso do deslocamento Doppler, as fases do sinal devem ser levadas em conta para um correto cálculo deste parâmetro.

#### 5.4.2.2. Espalhamento Doppler ( $\sigma_D$ )

O espalhamento Doppler é o desvio eficaz  $\sigma_D$  do deslocamento Doppler, e é calculado como:

$$\sigma_D = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\mu - d_D)^2 P_H(\mu) d\mu}{\int_0^{\infty} P_H(\mu) d\mu}} \quad (5.26)$$

Para o caso discreto, basta substituir a integral por um somatório discreto. Este parâmetro é importante para o dimensionamento de circuitos de recuperação de fase, de temporização e também em circuitos de controle de ganho automático.

### 5.4.2.3. Tempo de Coerência ( $T_C$ )

Segundo Rappaport [39], tempo de coerência é uma medida estatística da duração de tempo no qual a resposta ao impulso do canal é invariante, ou seja, este avalia a similaridade da resposta do canal em momentos diferentes.

O tempo de coerência não depende da resposta ao impulso do canal e, sim, de como esta resposta do canal varia com o tempo. Os fatores que limitam este parâmetro são a velocidade do terminal móvel e a frequência utilizada na transmissão. Assim sendo, o tempo de coerência possui uma relação inversa com o máximo espalhamento Doppler do canal.

Como acontece com a banda de coerência, este parâmetro não é exato, sendo consideradas algumas faixas de confiança para tal, e o valor tipicamente utilizado é maior que 90%. Segundo Steele [42], se o tempo de coerência é definido como o tempo no qual a função correlação no tempo é maior do que 50%, então, o tempo de coerência pode ser aproximado por:

$$T_C \approx \frac{9}{16\pi f_m} \quad (5.27)$$

onde  $f_m$  é o deslocamento Doppler máximo, dado por  $f_m = v/\lambda$ .

Caso o desvanecimento Rayleigh no sinal seja acentuado, o tempo de coerência pode ser descrito como [39]:

$$T_C \approx \frac{1}{f_m} \quad (5.28)$$

Uma forma comumente utilizada para o cálculo da tempo de coerência é a média geométrica entre as equações (5.28) e (5.27) [39]:

$$T_C = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} = \frac{0,423}{f_m} \quad (5.29)$$

Dois sinais com diferentes tempos de coerência são afetados de formas diferentes pelo canal. Por isso, este parâmetro é muito utilizado em técnicas de diversidade no tempo com retransmissão de mensagens, sendo que o intervalo entre as retransmissões deve maior que o tempo de coerência.

## 6. SETUP E AMBIENTE DE MEDIÇÕES

### 6.1 DESCRIÇÃO DO AMBIENTE DE MEDIÇÃO

O ambiente escolhido para a medição em campo foi o [bairro de Higienópolis](#), na cidade do Rio de Janeiro. Trata-se de um ambiente suburbano, com alta movimentação de veículos e muitas construções. Os equipamentos da estação transmissora foram alocados no topo de um edifício de quatorze andares, [no bairro de Del Castilho](#), ilustrado na figura 42, e os equipamentos da estação receptora, em uma van específica para medições, ilustrada na figura 43. Foi realizada uma [corrida pelas ruas para sondagem do canal rádio móvel](#), e a rota percorrida está [ilustrada na figura 44](#). A [visada da antena transmissora, posicionada no topo do prédio, está na figura 45](#).

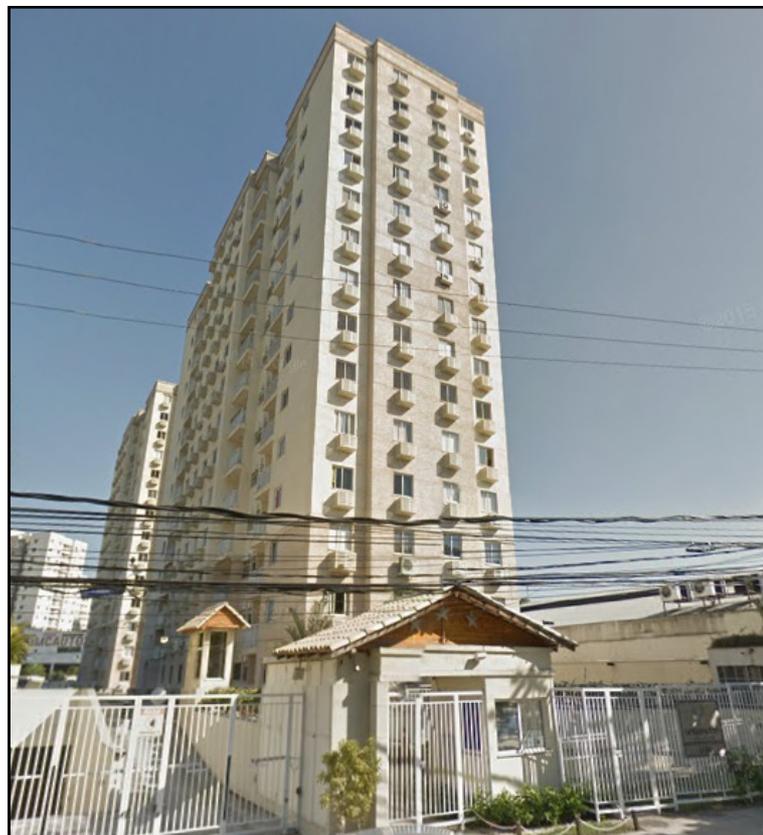


Fig. 42 - Edifício escolhido para a estação transmissora.



Fig. 43 - Unidade móvel de medições.



Fig. 44 - Rota percorrida em Del Castilho e Higienópolis.



Fig.45 - Visada da antena transmissora.

## 6.2 DESCRIÇÃO DO *SETUP* DE TRANSMISSÃO

Para a transmissão, foram utilizados os seguintes equipamentos:

- Gerador vetorial de sinal modelo MG-3700A, da Anritsu;
- Amplificador de potência ZHL-16W-43+;
- Fonte de 28 V;
- Antena setorial de 65° de abertura de feixe, operante em 698-896 MHz, com 14 dB de ganho, modelo APX75-866512-CTO, da *RFS - Radio Frequency Systems*;
- Dois cabos RG 213, sendo um deles com 1 m e 0,2 dB de perda e o outro de 6 m e 1,33 dB de perda.

Um sinal banda larga OFDM de 20 MHz de banda foi anteriormente gerado através do ambiente de programação Matlab e depois, transferido para o gerador vetorial de sinal MG-3700A. O amplificador de alta potência, com ganho de aproximadamente 3 dB para a frequência 760 MHz, foi conectado à saída do gerador de sinais a fim de fornecer um ganho na potência do sinal a ser transmitido e, assim, conseguir uma maior cobertura do sinal transmitido. A fonte de 28 V foi utilizada para alimentar o amplificador de potência e, finalmente, a antena transmissora da RFS foi conectada ao amplificador de sinais com o cabo RG 213 de 6 m de comprimento e 50  $\Omega$  de impedância de entrada. A figura 46 mostra uma foto do *setup* de transmissão montado no topo do prédio e a figura 47 o diagrama de irradiação da antena transmissora utilizada.

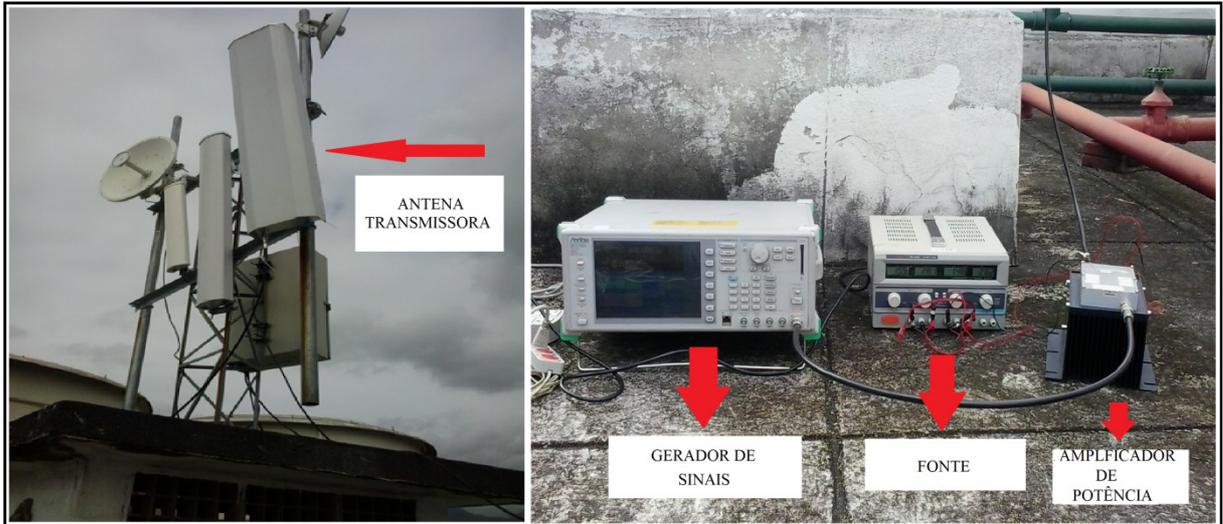


Fig. 46 - *Setup* de transmissão.

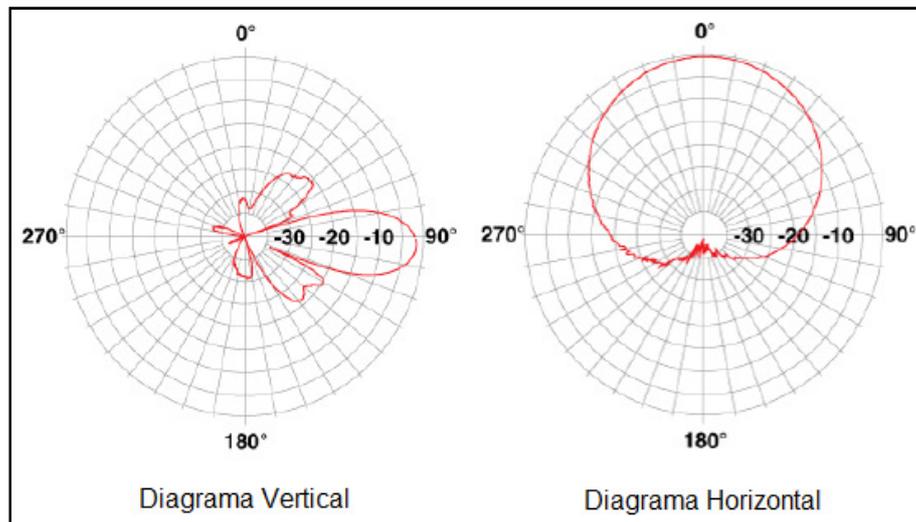


Fig. 47 - Diagrama de irradiação da antena transmissora da RFS.

O nível de potência escolhido para a saída do gerador vetorial de sinal foi de -11 dBm. Este valor foi escolhido de acordo com a curva de saturação do amplificador de alta potência, de tal forma que não ocorresse a saturação da potência gerada ao utilizá-lo.

A antena transmissora foi instalada em uma área reservada no terraço do edifício para este propósito, a uma altura de três metros, já contando a altura do mastro. Esta possui as seguintes coordenadas geográficas:

- Latitude: S 22,878174°
- Longitude: W 43,265450°
- Altitude: 45 m
- Altura da antena: 45 m + 3 m = 48 m

### 6.3 DESCRIÇÃO DO *SETUP* DE RECEPÇÃO

Para a recepção, foram utilizados os seguintes equipamentos de forma a se captar o sinal desejado:

- Duas antenas omnidirecionais, cada uma com 2 dBi de ganho para a faixa de 760 MHz, modelo CE-150727, da CELTA;
- Um GPS GARMIN;
- Dois amplificadores de baixo ruído (LNA - *Low Noise Amplifier*), um modelo ZX60-33LN-S+ com 19,5 dB de ganho para a faixa de 760 MHz e outro de modelo ZFL-1000LN+ com 23,65 dB de ganho para a faixa de 760 MHz, ambos da *Minicircuits*;
- Uma fonte de 5 V e outra de 15 V, respectivamente para os LNA ZX60-33LN-S+ e ZFL-1000LN+;
- Um atenuador de 10 dB;
- Dois analisadores de sinais modelo MS-2692A, da Anritsu;
- Dois *laptops*;
- Dois cabos de rede;
- Quatro cabos RG 213, de 6 metros de comprimento e 50  $\Omega$ ;
- Dois cabos RG 213, de 1 metro de comprimento e 50  $\Omega$ ;

As duas antenas foram instaladas no teto da van, a uma distância escolhida de 53 cm uma da outra, **equivalendo a ...  $\lambda$  e garantindo baixa correlação entre os sinais recebidos por ambas.** Cabos RG213 **conduzem os sinais** às entradas de cada LNA.

A distribuição das antenas no teto da van pode ser vista na figura 48, enquanto que o diagrama de irradiação das antenas receptoras, na figura 49.

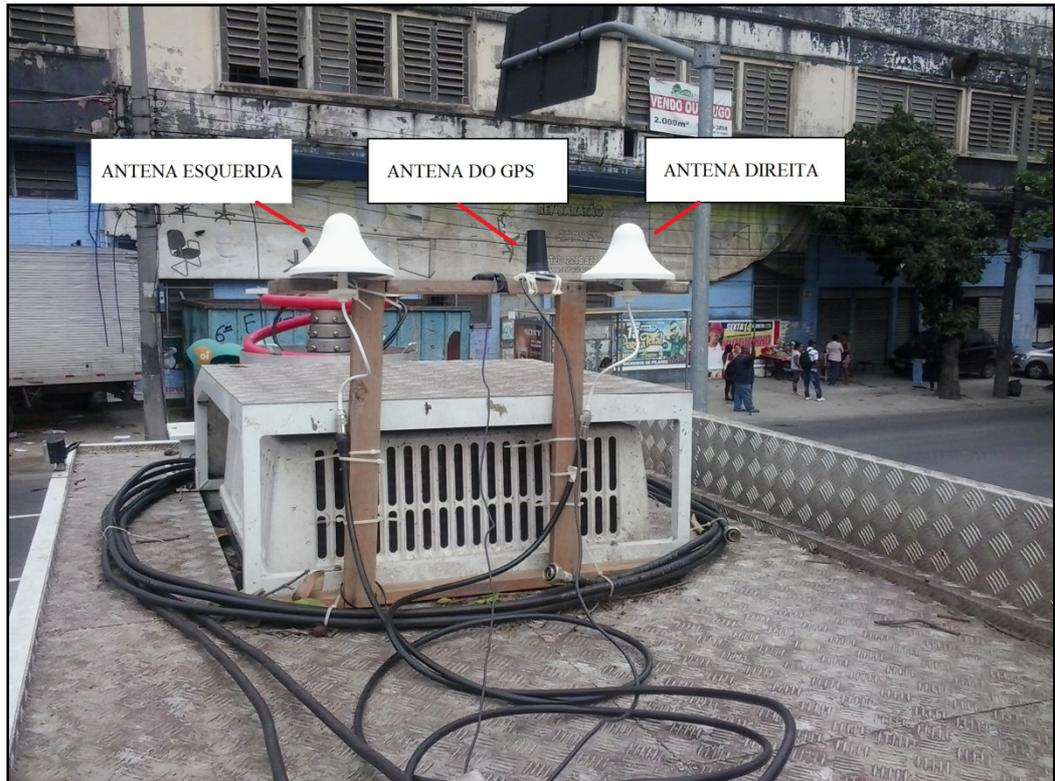


Fig 48 - Antenas receptoras afixadas no teto da van.

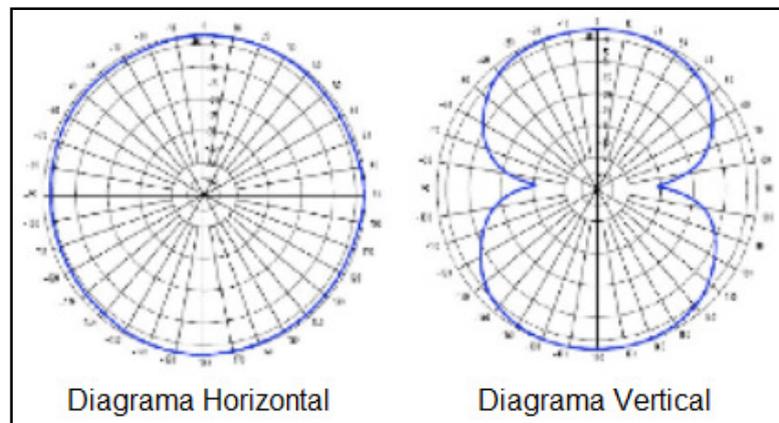


Fig. 49 - Diagrama de irradiação das antenas recetoras, de marca CELTA.

Não foi possível utilizar dois LNAs iguais. Para compensar a diferença dos seus ganhos, foi utilizado um atenuador de ~~10 dB (acho que não deve colocar o valor)~~ juntamente com o LNA de modelo ZFL-1000LN+, de maior ganho. Para alimentar os dois LNAs, foram utilizadas as fontes de 5V e de 15 V.

Os dois analisadores de sinais MS-2692A foram utilizados para fazer a captação dos dados juntamente com os dois *laptops*, conectados a estes através de cabos de rede. Para a localização das medidas foi utilizado o GPS, conectado a um dos *laptops* através de cabo

USB. As figuras 50 e 51 mostram o setup de recepção montado na van e a figura 52 ilustra o diagrama de blocos dos setups de transmissão e de recepção utilizados na medição.

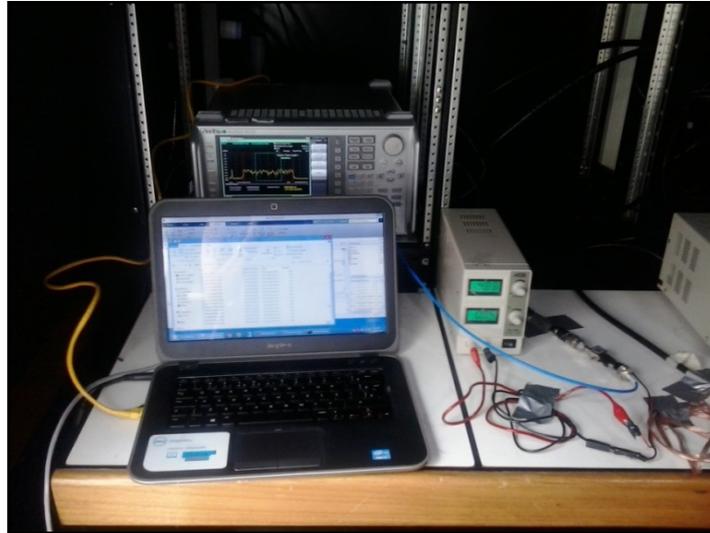


Fig. 50 - *Setup* de recepção para a antena direita.

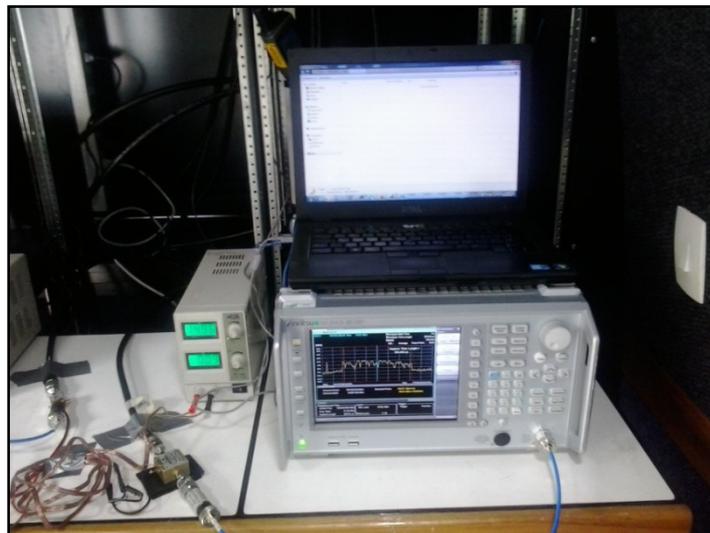
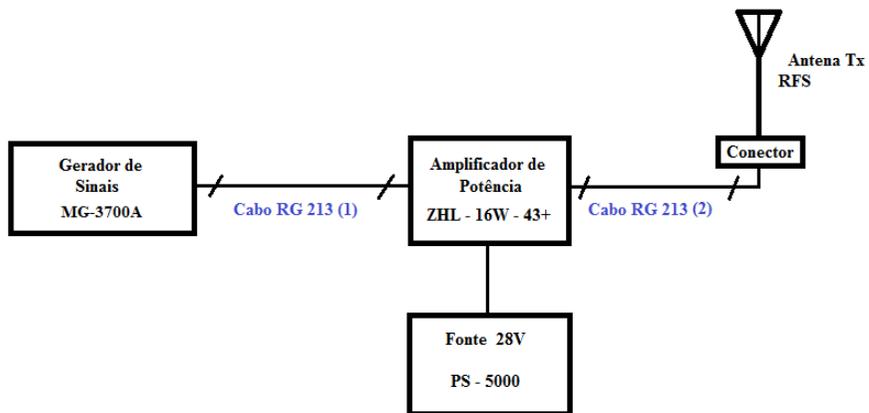


Fig.51 - *Setup* de recepção para a antena esquerda.

# SETUP DE MEDIÇÃO

## TRANSMISSÃO



## RECEPÇÃO

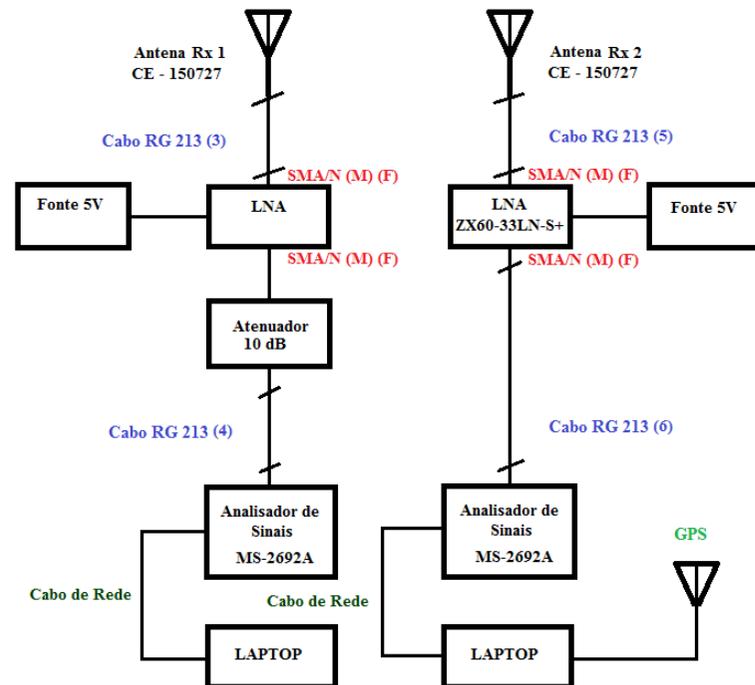


Fig. 52 - Diagrama de blocos do *setup* de medição.

## 7. PROCESSAMENTO DOS SINAIS E ANÁLISE DOS RESULTADOS

Este capítulo irá apresentar a análise dos resultados encontrados para a medição realizada em Del Castilho e Higienópolis, no Rio de Janeiro. Ao longo de todo o percurso, foram coletadas amostras nas duas antenas receptoras, simultaneamente, conforme explicado no capítulo 6, sendo a taxa de amostragem igual a 50 MSPS (*Mega Samples Per Second*).

No processamento dos dados, verificou-se que alguns perfis, de ambas as antenas, estavam com o nível de ruído muito alto, comprometendo o sinal a ser analisado. Estes podem ser observados, na figura 53, como rajadas mais escuras em alguns perfis, ao longo do retardo. Essas manchas representam um maior nível de sinal recebido no trecho, ou seja, o ruído nestes trechos apresentou-se tão alto que, somado à potência do sinal, resultou em um nível de potência final que se destacou em relação a dos outros perfis coletados. Com isso, foi necessário realizar uma limpeza manual onde, todos os perfis, de ambas as antenas, foram observados aqueles que apresentaram tal comportamento ruidoso, foram excluídos. A figura 53 ilustra as rajadas de perfis ruidosos nos perfis coletados das antenas esquerda e direita, respectivamente.

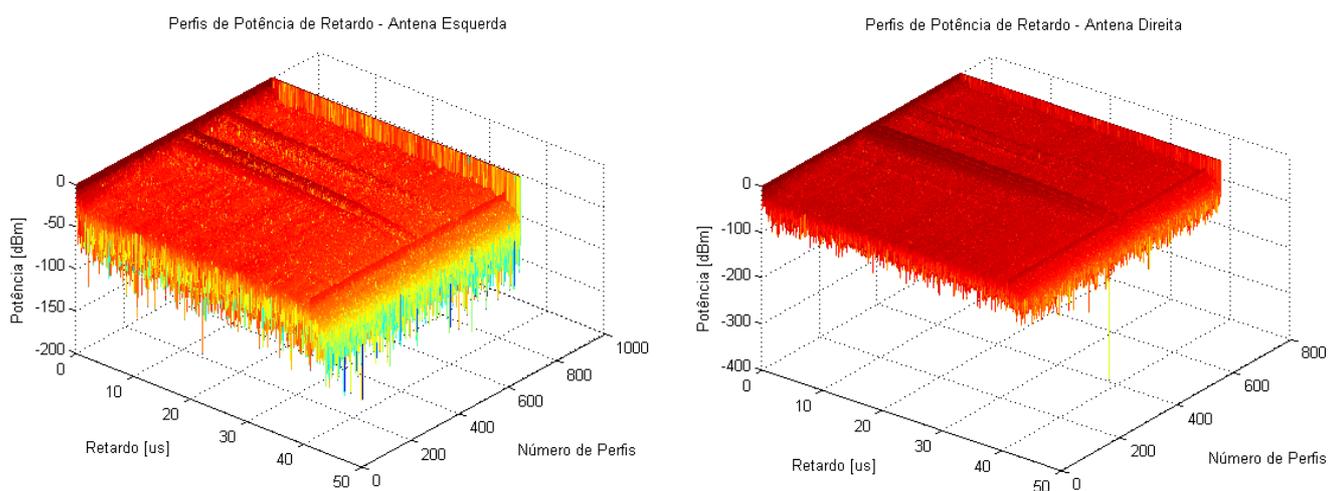


Fig. 53 - Presença de perfis ruidosos nos Perfis de Potência de Retardo coletados das antenas esquerda e direita.

Após a realização da limpeza, os perfis ficaram conforme mostra a figura 54.

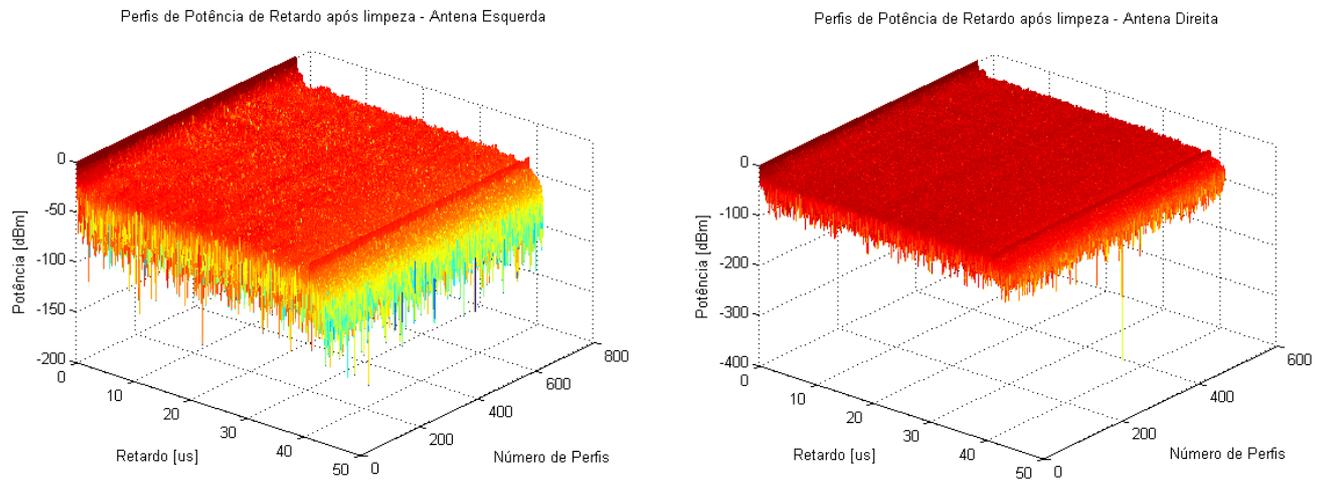


Fig. 54 - Perfis de Potência de Retardo limpos das antenas esquerda e direita, respectivamente.

É possível perceber que a rajada que existia antes foi eliminada. Esta rajada era composta de perfis nos quais não era possível notar a aleatoriedade do sinal recebido, com variações naturais do mesmo devido à presença de multipercursos. Ao contrário, foi observada uma certa periodicidade no sinal. As figuras 55 e 56 mostram exemplos de perfis ruidosos coletados da antena esquerda e da direita, respectivamente. [Nestas figuras, foram selecionados trechos iniciais do perfil, destacados em vermelho, que foram ampliados para ilustrar uma melhor visualização do efeito do ruído no mesmo.](#)

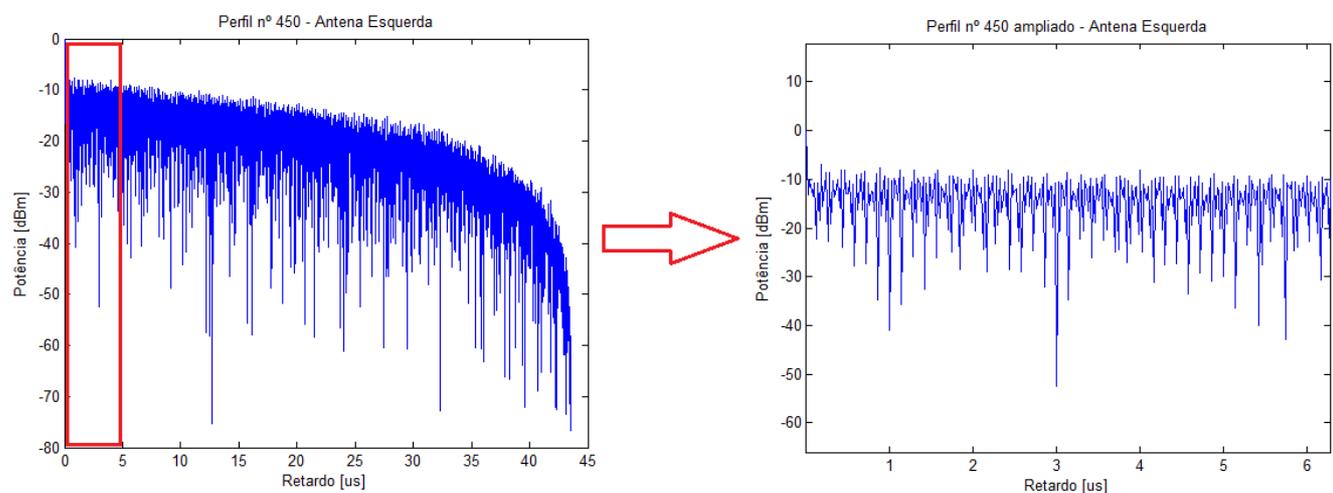


Fig. 55 - Exemplo de perfil ruidoso da antena esquerda.

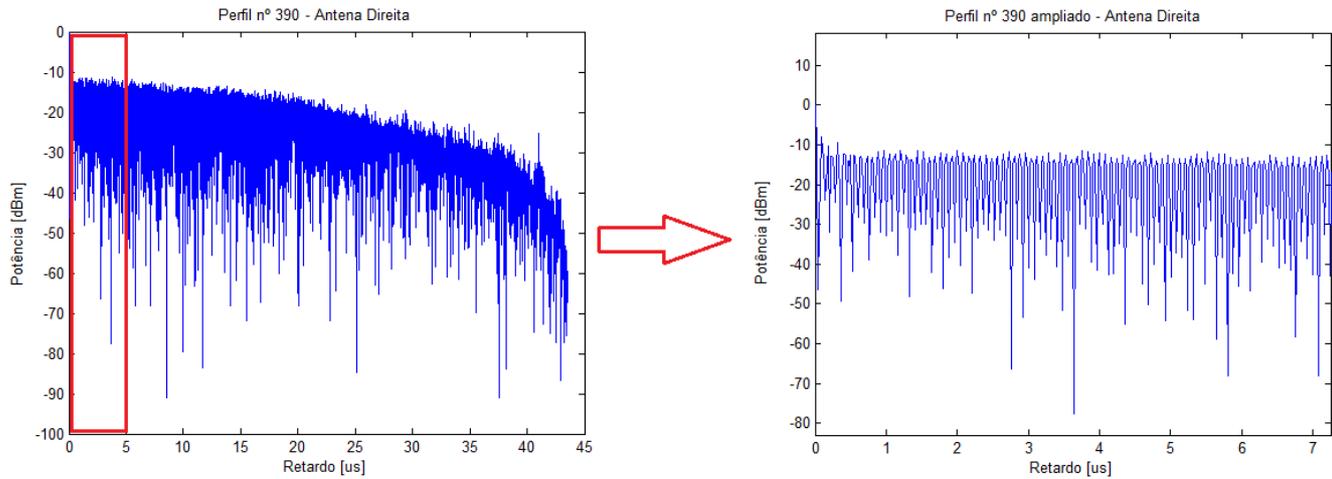


Fig. 56 - Exemplo de perfil ruidoso da antena direita.

Já as figuras 57 e 58 mostram dois exemplos de perfis de boa qualidade, que foram escolhidos para o trabalho, relativos à antena esquerda e direita, respectivamente. Nestas figuras, é possível observar que o sinal sofre variações aleatórias, o que caracteriza a presença de multipercursos. Diferentemente dos casos das figuras 55 e 56, o sinal não segue um padrão e a periodicidade no mesmo não é observada.

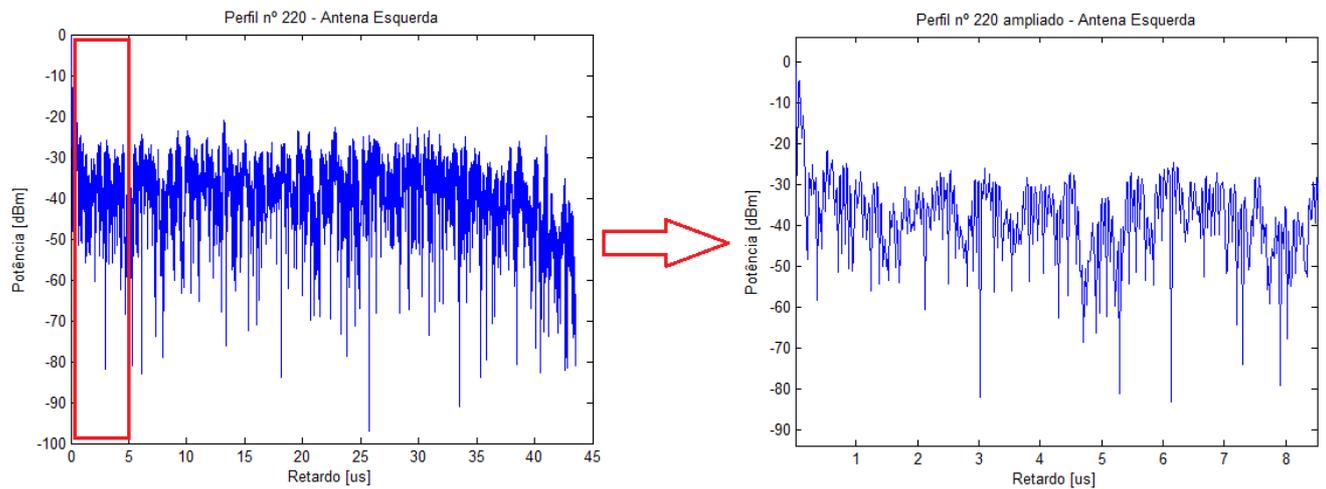


Fig 57 - Exemplo de perfil, da antena esquerda, escolhido para análise.

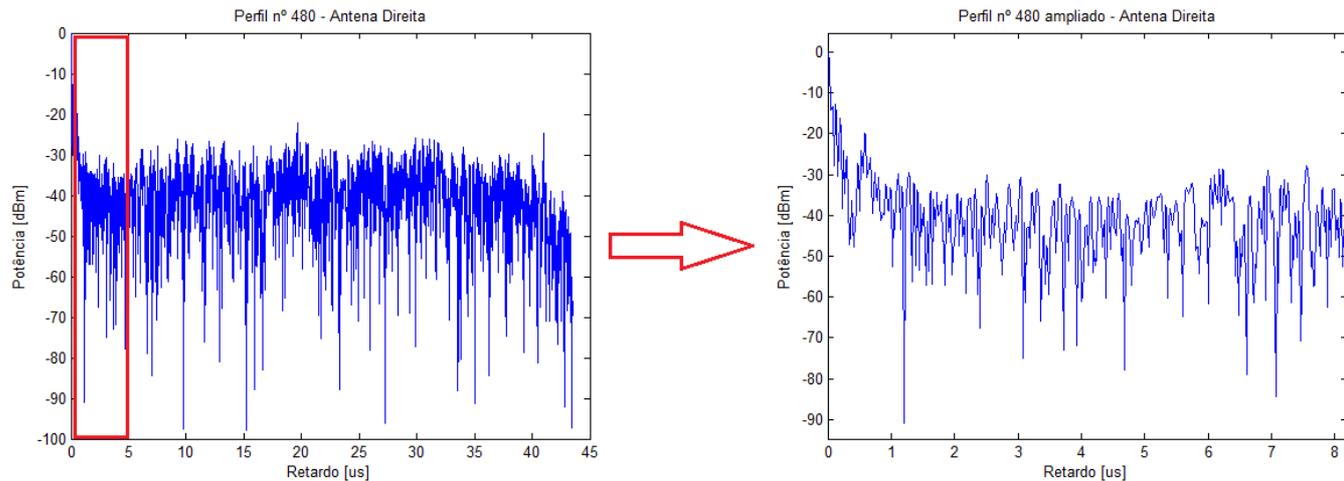


Fig 58 - Exemplo de perfil, da antena direita, escolhido para análise.

Feita a limpeza dos perfis de potência de retardo, o próximo passo foi processar, através de uma rotina em MatLab<sup>®</sup>, os perfis válidos para a conclusão do trabalho. A partir disso, divide-se o capítulo em duas partes. A primeira parte apresenta os resultados da caracterização faixa larga do canal, para cada uma das duas antenas. Além disto, também é apresentada a variabilidade em pequena escala do sinal faixa larga. Para tal, a variabilidade dos perfis de potência de retardo foi analisada, ao longo do tempo, para cada retardo. Foram considerados os vinte primeiros retardos como pontos válidos, já que, em cada perfil, foram coletadas 2176 amostras, e somente as primeiras possuem valores significativos de potência para tal análise. A segunda parte do capítulo apresenta os resultados encontrados para a capacidade normalizada do canal, individualmente, para cada antena. Em seguida, é apresentada a capacidade normalizada conjunta calculada para o canal SIMO.

### 7.1. CARACTERIZAÇÃO FAIXA LARGA

Os parâmetros faixa larga de dispersão no tempo, aqui apresentados, são o retardo médio e o espalhamento de retardo. Para tais, foi utilizado o perfil de potência de retardo do sinal recebido, obtido através da autocorrelação deste com o sinal OFDM original transmitido. A informação transmitida era uma sequência pseudoaleatória com modulação OFDM. O número de portadoras escolhido foi de 1024 e o número de amostras do prefixo cíclico, 128, conforme empregado em [43]. Esses valores foram, então, transformados como símbolos complexos e, depois, convertidos para o domínio do tempo. O prefixo cíclico foi inserido e as

componentes real e imaginária foram separadas, para formarem as componentes em fase e em quadratura do sinal OFDM. A técnica CFAR [43] foi utilizada para limpar os perfis dos sinais coletados e, assim, encontrar os multipercursos válidos. As figuras 59 e 60 ilustram alguns perfis de potência de retardo obtidos das antenas esquerda e direita, respectivamente.

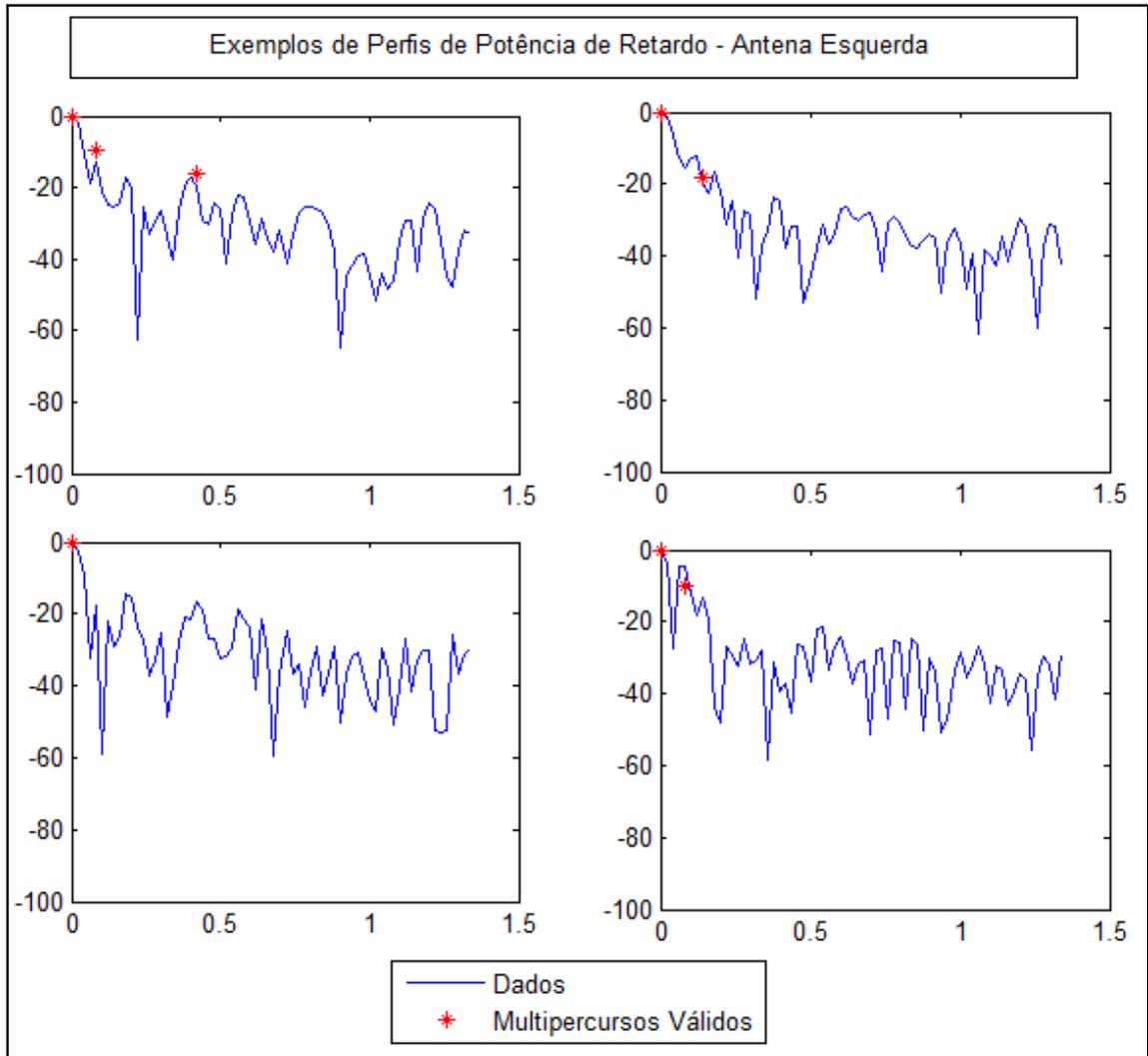


Fig. 59 - Quatro exemplos de Perfis de Potência de Retardo, e seus multipercursos válidos, da antena esquerda.

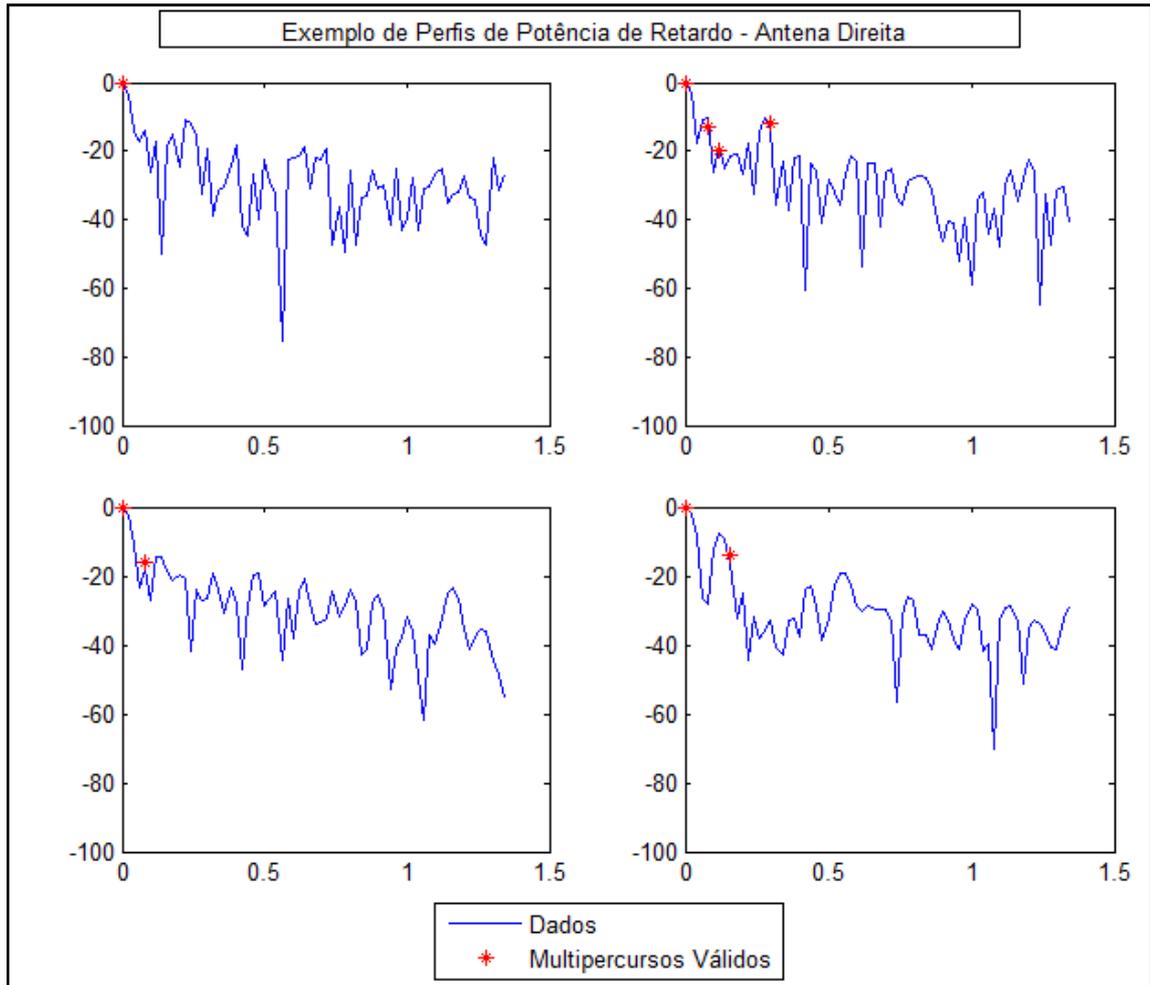


Fig. 60 - Quatro exemplos de Perfis de Potência de Retardo, e seus multipercursos válidos, da antena Direita.

### 7.1.1. Retardo Médio

Logo após obter o perfil de potência de retardo, para cada um dos pontos de aquisição da rota e para as duas antenas, o retardo médio foi calculado de acordo com a equação (5.19) do capítulo 5. Os valores do retardo médio, em ambas as antenas, assim como sua média e desvio padrão, se encontram na tabela 2 e as figuras 61 e 62 mostram todos os valores de Retardo Médio encontrados no percurso para as antenas esquerda e direita, respectivamente.

Tabela 2 - Valores práticos encontrados para Retardo Médio.

Antena	Retardo Médio [ $\mu\text{s}$ ]	Média [ $\mu\text{s}$ ]	Desvio Padrão [ $\mu\text{s}$ ]
Esquerda	$0,000607 < \bar{\tau} < 0,2188$	0,0418	0,0460
Direita	$0,0600 < \bar{\tau} < 1,1805$	0,1521	0,1718

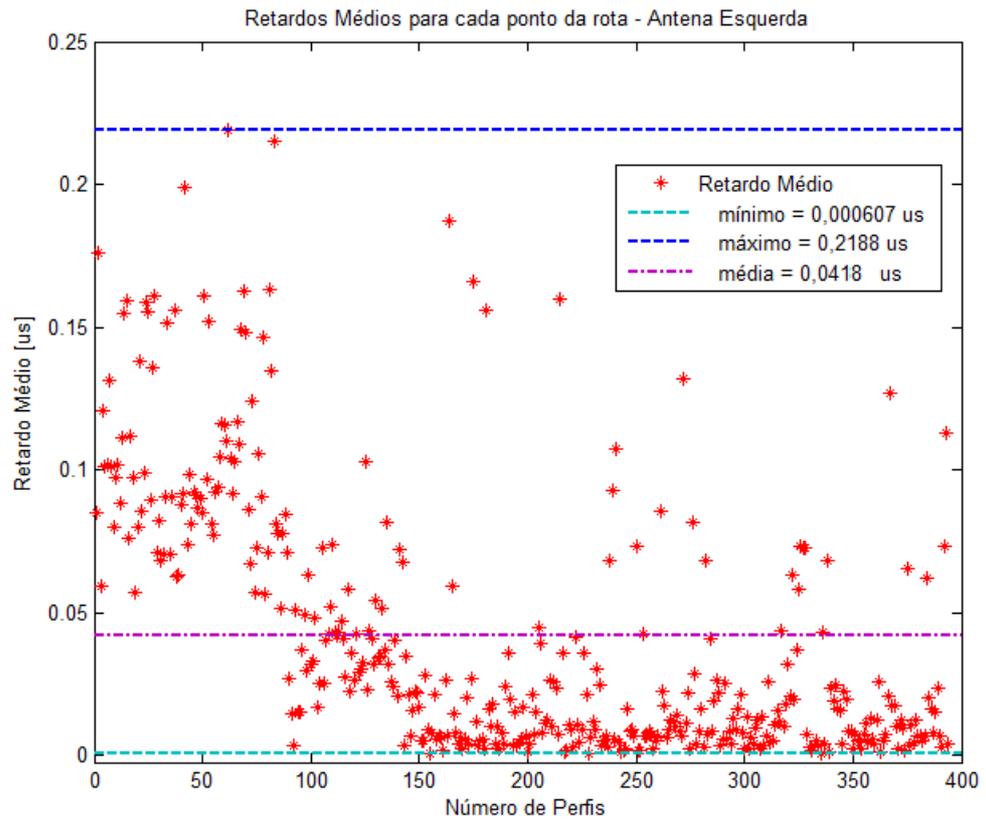


Fig. 61 - Retardo Médio, em todo o percurso, para a antena esquerda.

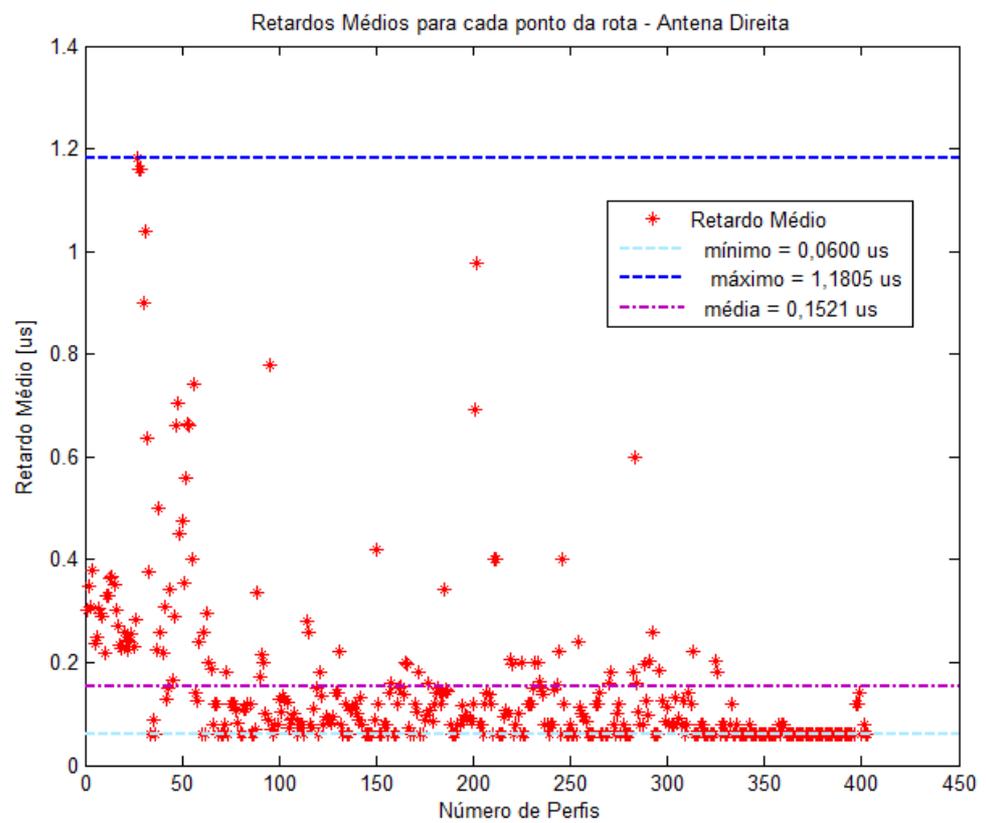


Fig. 62 - Retardo Médio, em todo o percurso, para a antena direita.

As figuras 63 e 64 mostram a vista aérea da rota percorrida e os valores de retardo médio em cada ponto. Os pontos em vermelho indicam valores menores de retardo médio e os em verde, valores maiores.

A seguir, as figuras 65 e 66, mostram as distribuições que melhor se ajustaram aos dados experimentais. Estes dados são apresentados através da função de probabilidade cumulativa e da função densidade de probabilidade, para ambas antenas esquerda e direita.

Para a antena esquerda, a distribuição que melhor se ajustou à função densidade de probabilidade foi a exponencial, enquanto que as distribuições exponencial e lognormal variaram no ajuste da função de probabilidade cumulativa. Já para a antena direita, a distribuição que melhor se ajustou aos dados, tanto para a função densidade de probabilidade quanto para a função de probabilidade cumulativa, foi a lognormal.



Fig. 63 - Mapeamento do retardo médio da antena esquerda no percurso.



Fig. 64 - Mapeamento do retardo médio da antena direita no percurso.

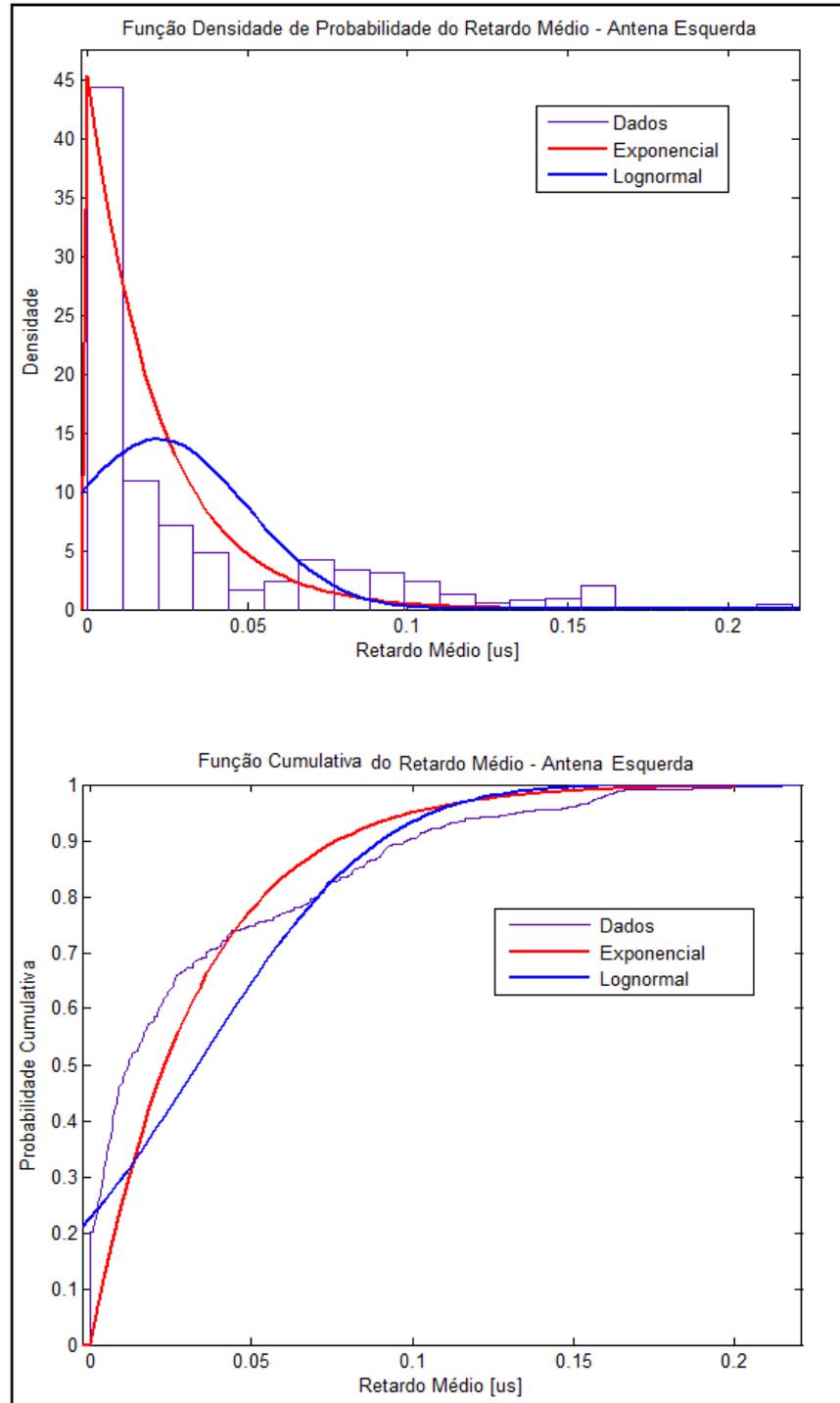


Fig. 65 - Função densidade de probabilidade e função cumulativa do retardo médio encontrado para a antena esquerda.

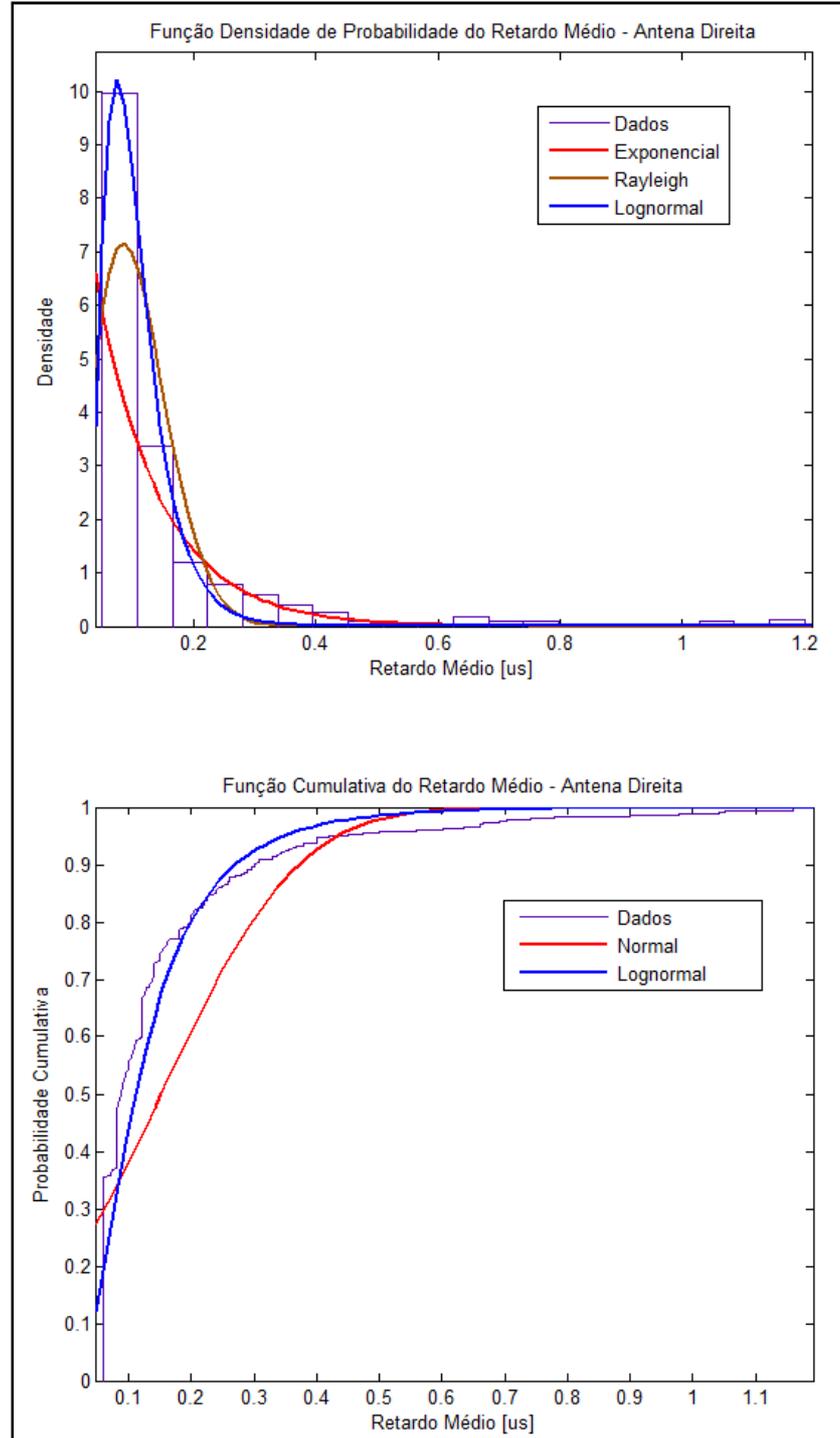


Fig. 66 - Função densidade de probabilidade e função cumulativa do retardo médio encontrado para a antena direita.

### 7.1.2. Espalhamento de Retardo

Assim como no retardo médio, de posse do perfil de potência de retardo dos sinais recebidos, o espalhamento de retardo foi calculado de acordo com a equação (5.21) do capítulo 5. A tabela 3 mostra os valores práticos encontrados para essa variável e as figuras 67 e 68 ilustram o espalhamento de retardo encontrado no percurso realizado, para as antenas esquerda e direita, respectivamente.

Tabela 3 - Valores práticos encontrados para o Espalhamento de Retardo.

Antena	Espalhamento de Retardo [ $\mu\text{s}$ ]	Média [ $\mu\text{s}$ ]	Desvio Padrão [ $\mu\text{s}$ ]
Esquerda	$0,0069 < \sigma_T < 1,4093$	0,1820	0,2617
Direita	$\approx 0 < \sigma_T < 0,4103$	0,0413	0,0891

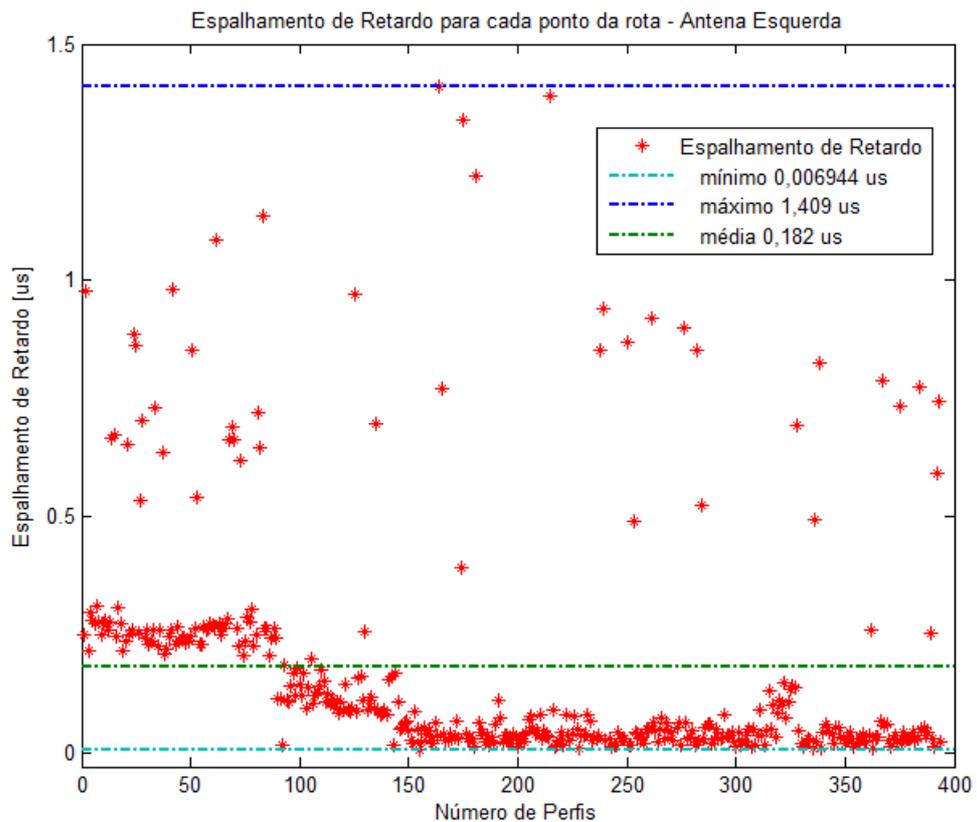


Fig. 67 - Espalhamento de Retardo, em todo o percurso, para a antena esquerda.

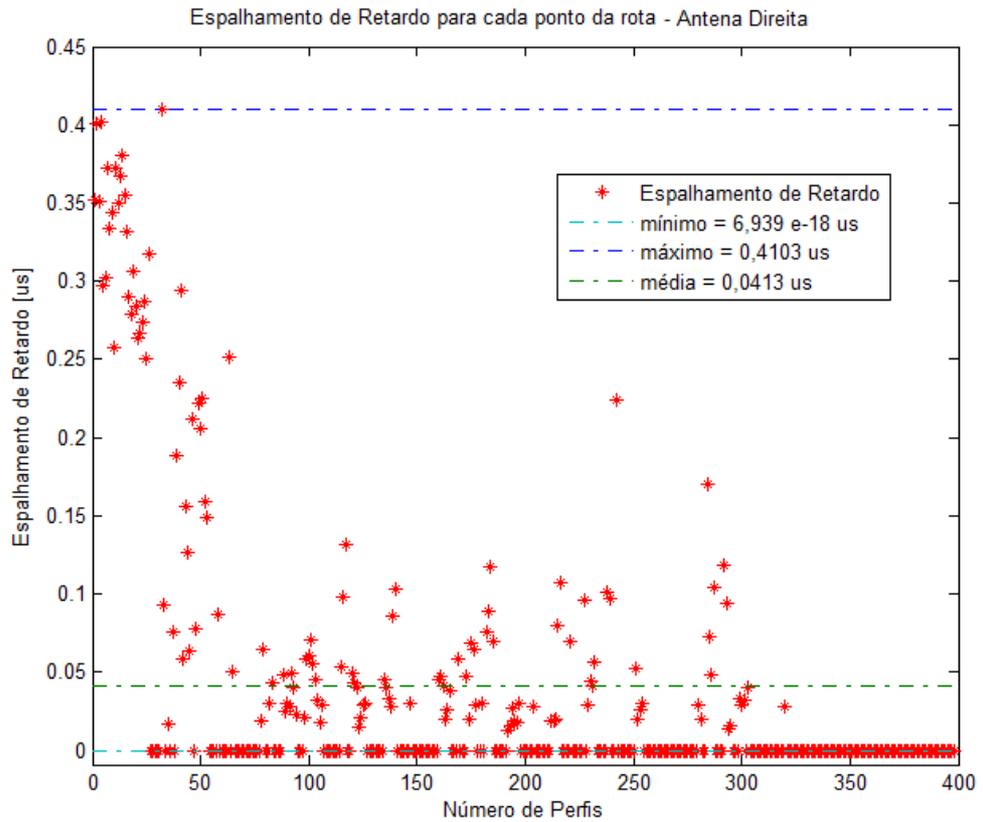


Fig. 68 - Espalhamento de Retardo, em todo o percurso, para a antena direita.

No início do percurso, tanto para a antena esquerda quanto para a direita, os valores do espalhamento de retardo foram maiores. Este comportamento é explicado pela proximidade das antenas receptoras à transmissora, onde o sinal é mais forte e há visada direta. A faixa de variação do espalhamento de retardo encontrado para ambas as antenas está dentro dos valores típicos médios citados por Rappaport [39].

Em sequência, as figuras 69 e 70 mostram as distribuições que melhor se ajustaram aos dados experimentais para o espalhamento de retardo. Estes dados são apresentados através da função de probabilidade cumulativa e da função densidade de probabilidade, para ambas as antenas esquerda e direita. A distribuição que melhor se ajustou, nas duas antenas, foi a distribuição exponencial, tanto para a função de densidade de probabilidade quanto para a função de probabilidade cumulativa.

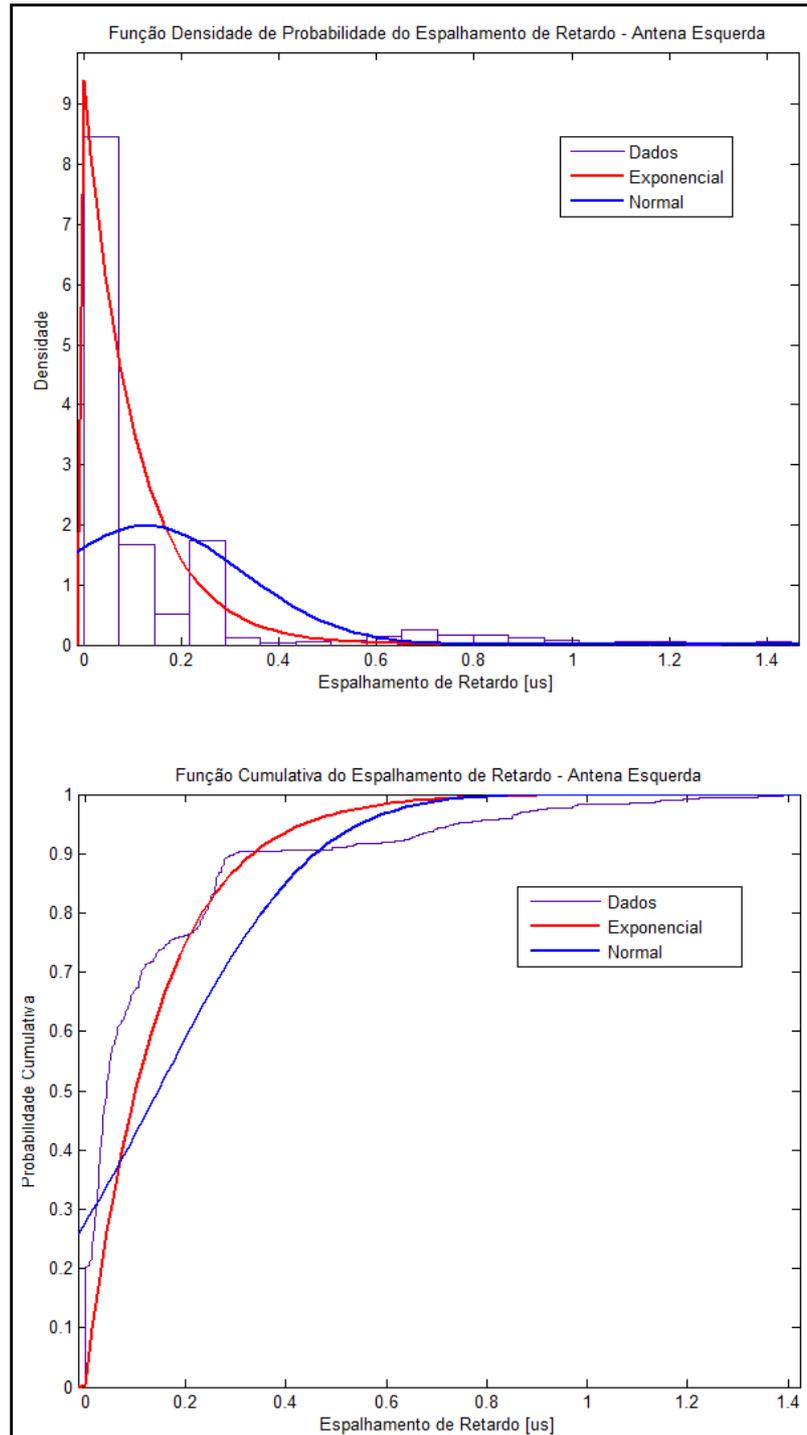


Fig. 69 - Função densidade de probabilidade e função cumulativa do espalhamento de retardo encontrado para a antena esquerda.

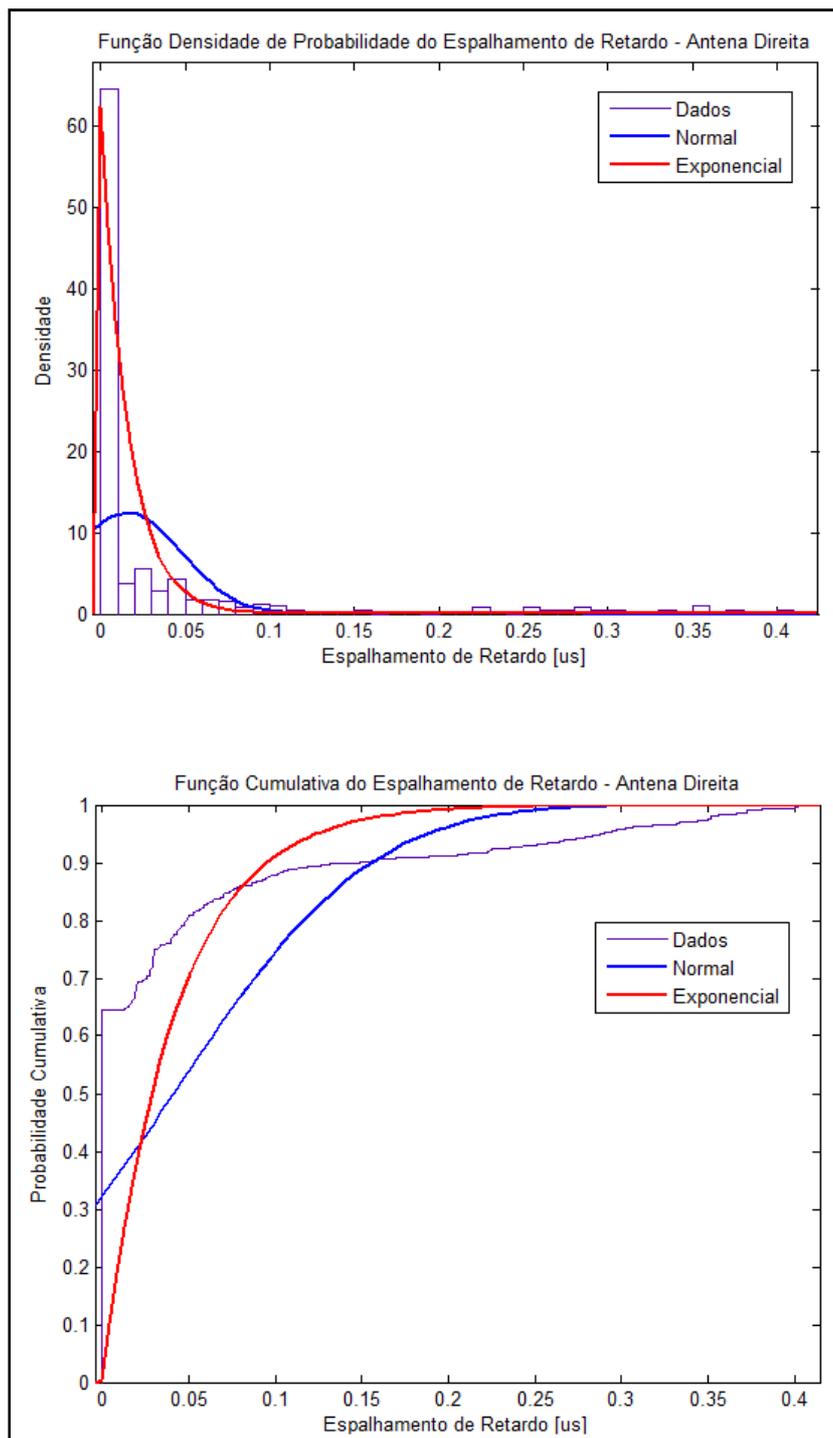


Fig. 70 - Função densidade de probabilidade e função cumulativa do espalhamento de retardo encontrado para a antena direita.

### 7.1.3. Variabilidade em pequena escala do sinal no canal faixa larga

Uma forma de se analisar a variabilidade em pequena escala do sinal, para o caso da transmissão faixa larga, é observar a variação que o perfil de potência de retardo sofre ao longo do tempo, para cada retardo [44]. Para realizar tal análise, foram observados os vinte primeiros valores de retardo, excluindo-se o primeiro, pois se trata do pico de correlação do sinal. Não se trabalhou com um número maior de retardos porque os valores da potência seriam muito baixos. A variabilidade em pequena escala, para cada um dos sinais das duas antenas, foi levantada, e suas estatísticas estão ilustradas nas figuras 71 e 72. Para a antena esquerda, a distribuição que melhor se ajustou foi a exponencial enquanto que, para a antena direita, foi a lognormal.

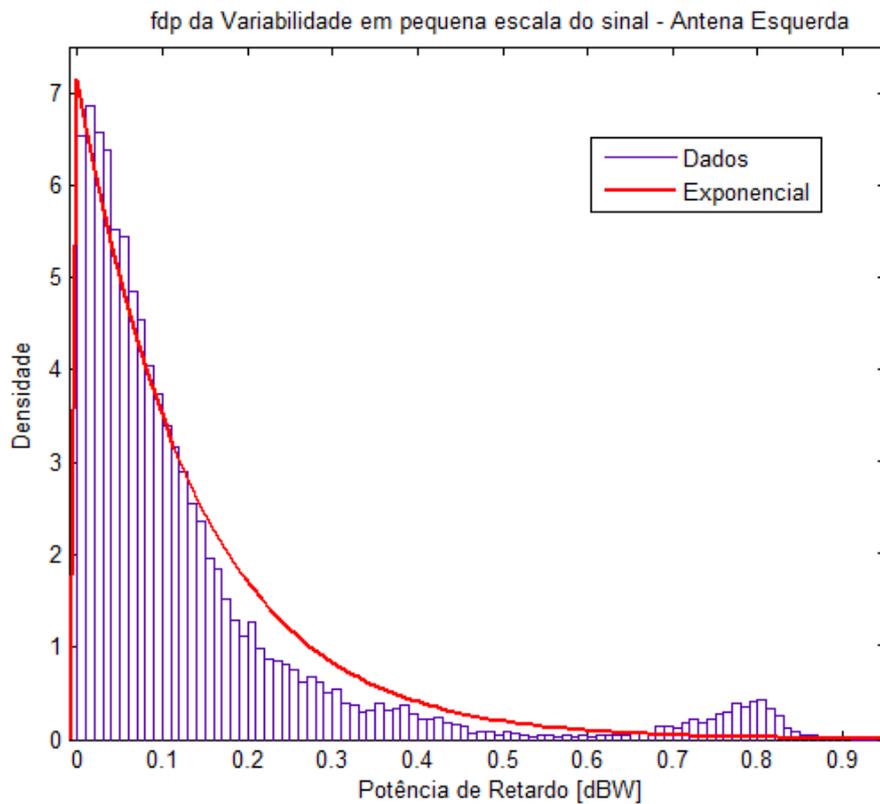


Fig. 71 - Melhor ajuste para a variabilidade em pequena escala do sinal da antena esquerda.

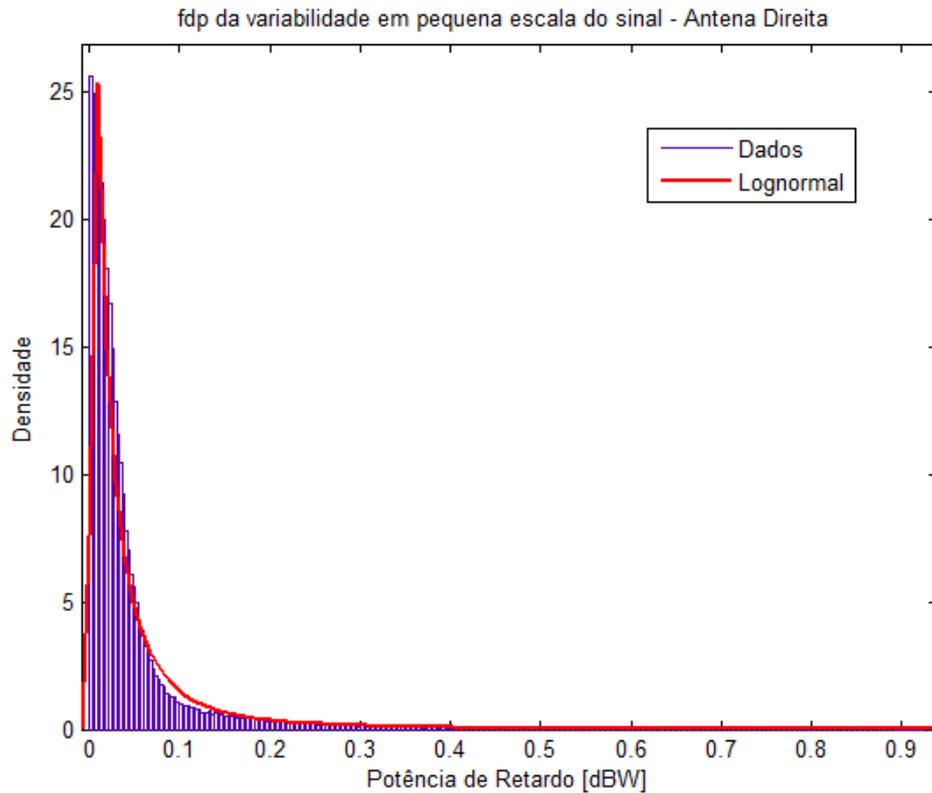


Fig.72- Melhor ajuste para a variabilidade em pequena escala do sinal da antena direita.

## 7.2. ANÁLISE DA CAPACIDADE NORMALIZADA DO CANAL

### 7.2.1. Capacidade Normalizada Individual

O cálculo da capacidade normalizada de cada antena foi realizado através da equação (4.6) do capítulo 4,  $\frac{C}{B} = \log_2 \left( 1 + \sum_{j=1}^n \frac{S_j}{N} |H_{1,j}|^2 \right)$ , fazendo  $n = 1$ . Primeiro, foi realizada uma sondagem do ruído do canal, onde percebeu-se que este não sofria variações bruscas. Sua distribuição foi obtida como gaussiana, com um valor médio de -74,3754 dBm, em todo o percurso sondado.

De posse das potências recebidas nas duas antenas, foram calculados os valores de cada relação sinal ruído em todo o percurso, através de rotina no programa MatLab<sup>®</sup>. Como cada perfil possuía 2176 amostras, a relação sinal ruído, de cada antena, resultou em uma matriz. Essa matriz foi multiplicada pela matriz transposta da resposta impulsional, que é a transposta da matriz com os valores das amostras da função de canal determinada. Como a diversidade SIMO foi utilizada, o sinal que chega nas antenas receptoras não sofre nenhuma

interferência de canais adjacentes, ou seja, não sofre influência de sinais transmitidos de outras antenas transmissoras. Com isso, os valores efetivos para o cálculo da capacidade são os da diagonal desta multiplicação de matrizes.

Finalmente, usando a equação (4.6), são encontrados os valores para a capacidade normalizada do canal relativos às antenas esquerda e direita, que estão na tabela 4, sendo ilustrados nas figuras 73 e 74.

Tabela 4 - Valores práticos encontrados para a Capacidade Normalizada individual das antenas esquerda e direita.

Antena	Capacidade Normalizada [b/s/Hz]	Média [b/s/Hz]	Desvio Padrão [b/s/Hz]
Esquerda	$0,0682 < C/B < 12,7532$	4,4130	3,3163
Direita	$0,2585 < C/B < 13,3257$	5,7080	3,2959

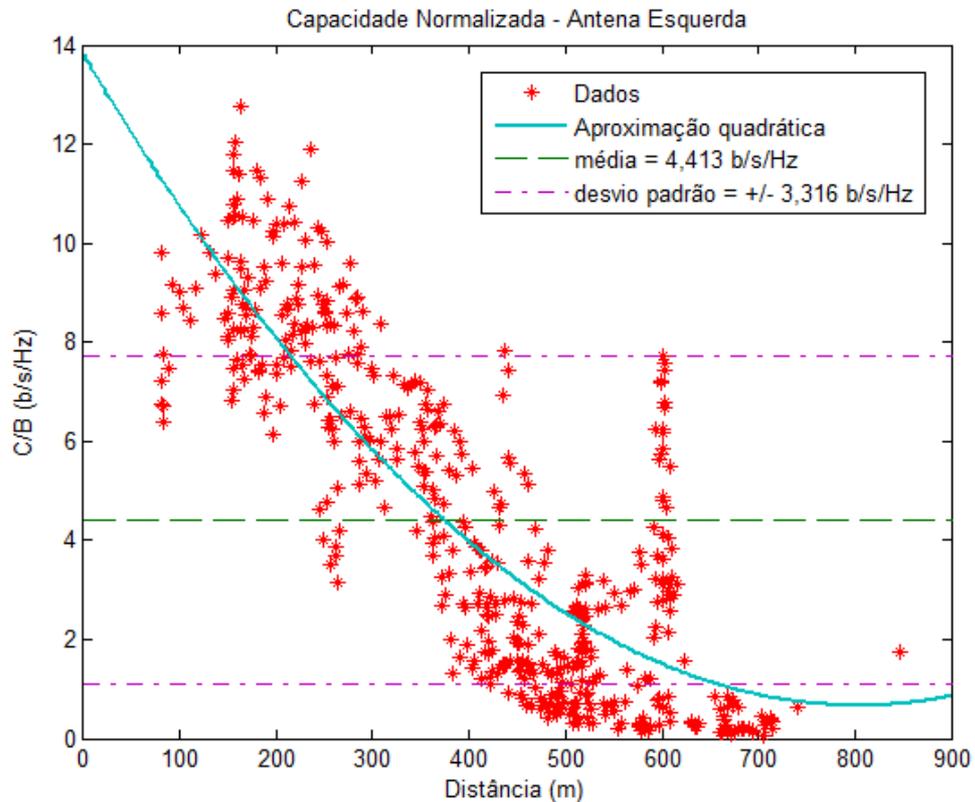


Fig. 73 - Capacidade Normalizada para a antena esquerda.

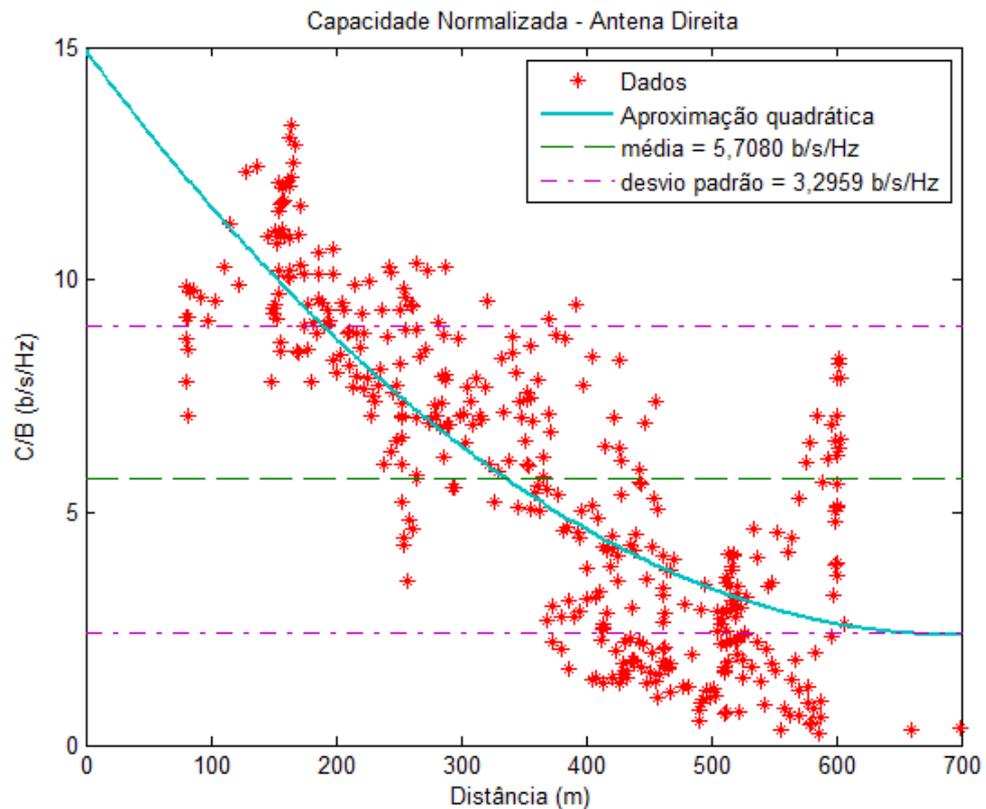


Fig. 74 - Capacidade Normalizada para a antena direita.

Os valores de capacidade normalizada obtidos para ambas as antenas foram bem próximos entre si e o comportamento de queda com a distância também. Outro comportamento semelhante observado em ambas as antenas foi um pico nos valores da capacidade normalizada nos pontos próximos a 600 m de distância da transmissora. Este comportamento é explicado pela presença de visada direta nesta região.

As figuras 75 e 76 mostram as distribuições que melhor se ajustaram aos valores de capacidade normalizada para as antenas esquerda e direita, respectivamente. Estes dados são apresentados através da função de probabilidade cumulativa e da função densidade de probabilidade. Foi observado que, para a antena esquerda, as distribuições que melhor se ajustaram à função densidade de probabilidade foram a exponencial (valores iniciais) e a normal (valores finais). Na função de probabilidade cumulativa, a distribuição exponencial se ajustou melhor para valores de capacidade até, aproximadamente, 4 b/s/Hz, enquanto que a distribuição normal se ajustou melhor para valores de capacidade acima de 5 b/s/Hz. Já para a antena direita, as distribuições que melhor se ajustaram aos dados foram a Normal e a Nakagami. A distribuição Nakagami, de baixo valor de  $m$  (parâmetro da distribuição) se ajustou melhor para os menores valores de capacidade normalizada até, aproximadamente, 5

b/s/Hz. Esta distribuição, com valores  $0.5 \leq m \leq 1,0$  indica baixa SNR, pior que Rayleigh, ou seja, em que a potência do sinal recebido é resultante

**Pareide** multipercursos, sem raio dominante, o que explica os valores menores da capacidade normalizada. Já a distribuição Normal se ajustou melhor para valores de capacidade normalizada maiores que 5 b/s/Hz. Considerando que a distribuição Normal é uma distribuição Rice com fator  $k \gg 1$ , o ambiente é caracterizado pela presença de raio dominante, o que sugere potências de sinal recebido mais forte e, então, uma maior capacidade normalizada no canal.

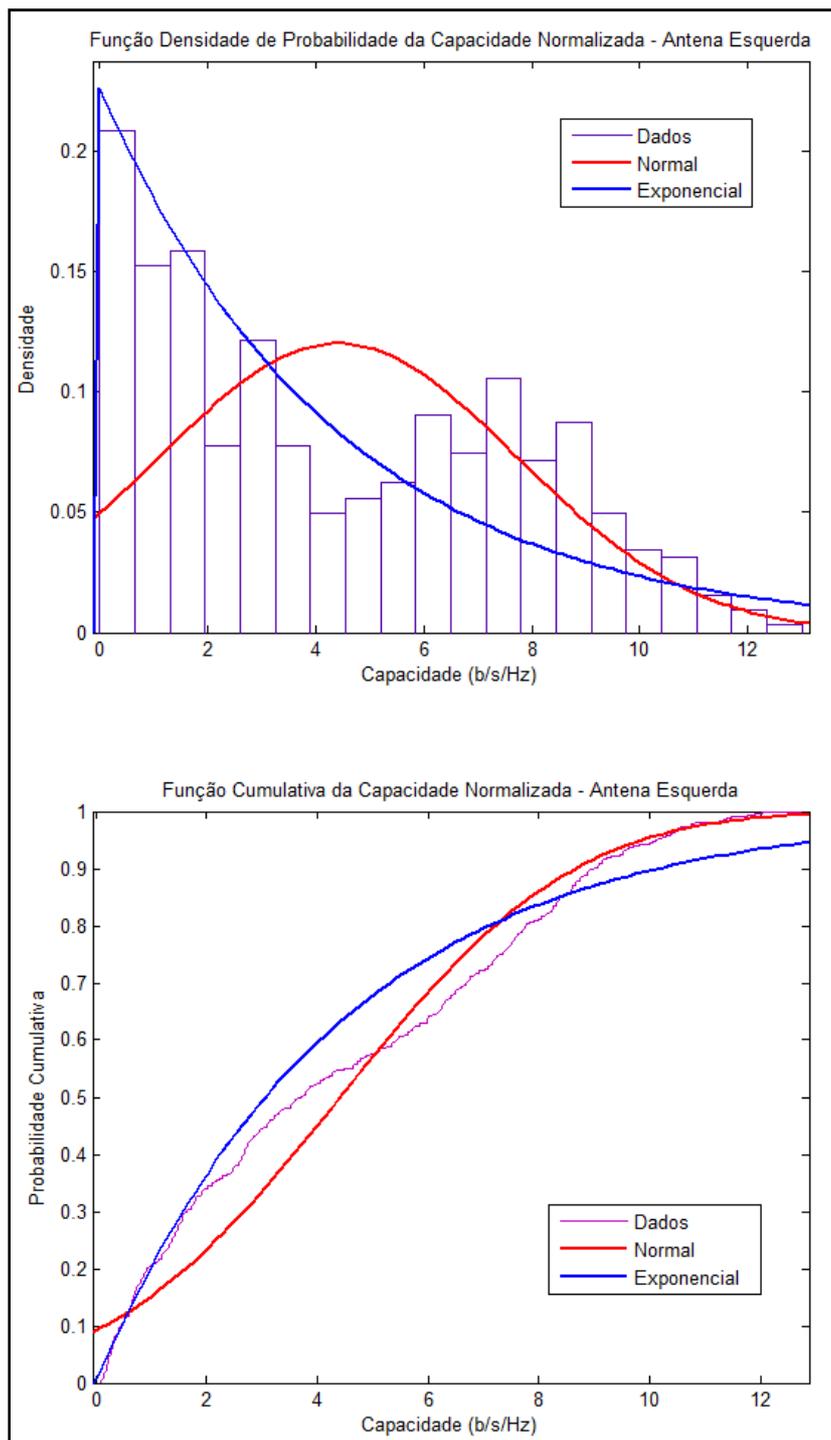


Fig. 75 - Função densidade de probabilidade e função cumulativa da capacidade normalizada para a antena esquerda.

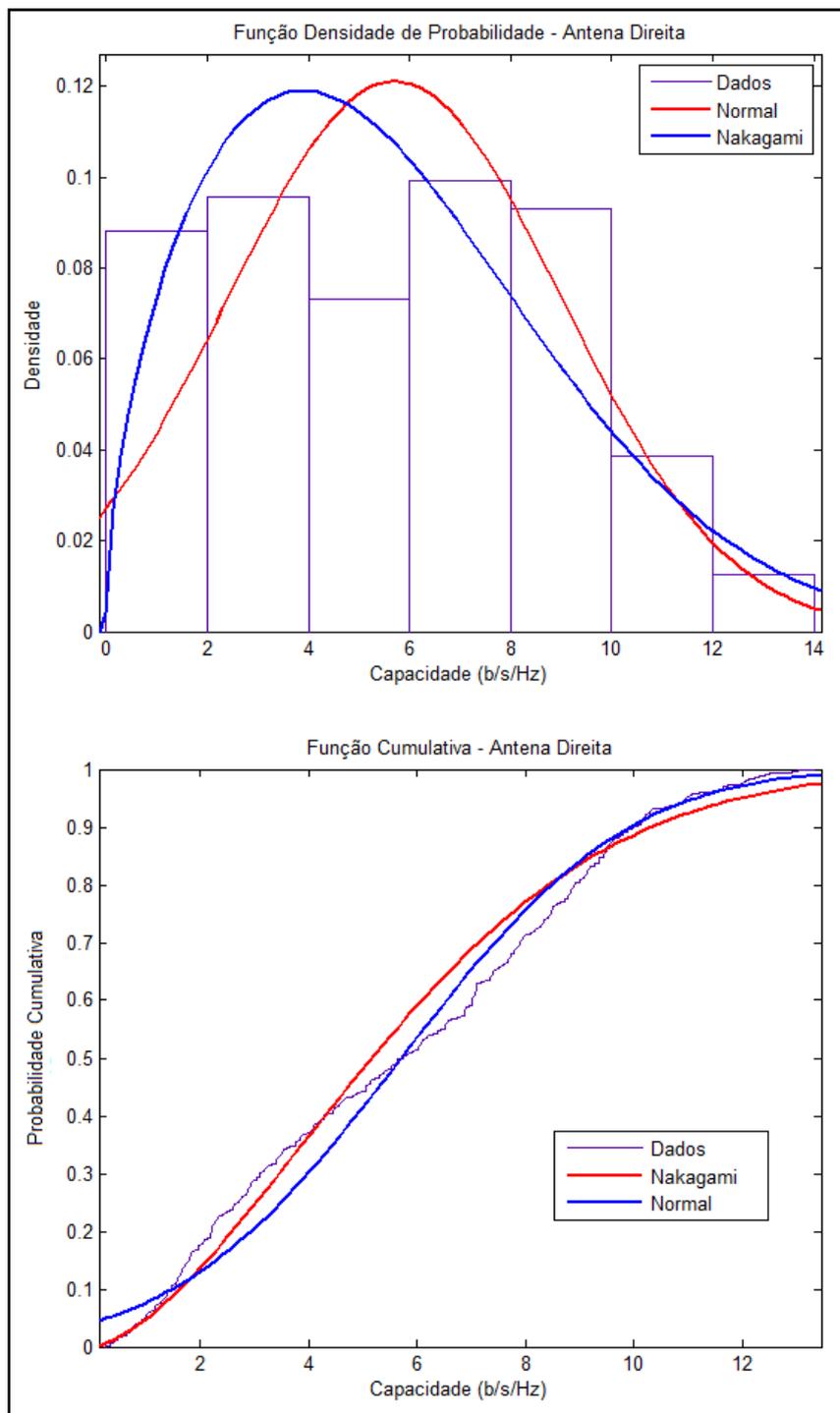


Fig. 76 - Função densidade de probabilidade e função cumulativa da capacidade normalizada para a antena direita.

### 7.2.2. Capacidade Normalizada Conjunta

Para o cálculo da capacidade normalizada conjunta, os perfis das antenas esquerda e direita foram sincronizados, de tal forma que apenas foram considerados para o cálculo os pontos de mesma coordenada. Feita a sincronização, a capacidade normalizada conjunta foi calculada segundo equação (4.6) do capítulo 4,  $\frac{C}{B} = \log_2 \left( 1 + \sum_{j=1}^n \frac{S_j}{N} |H_{1,j}|^2 \right)$ , de capacidade para um canal SIMO.

A tabela 5 mostra os valores obtidos para a capacidade normalizada conjunta das antenas esquerda e direita, assim como a diferença entre a capacidade normalizada conjunta e a capacidade normalizada individual das duas antenas. A figura 77 mostra os valores encontrados da capacidade normalizada conjunta juntamente com as capacidades individuais das duas antenas. Já a figura 78 ilustra a diferença entre a capacidade normalizada conjunta e a capacidade normalizada individual das duas antenas, fornecendo o ganho de capacidade, ao se utilizar a diversidade na recepção, em cada trecho da rota. Adiante, a figura 79 resalta o ponto em que houve maior ganho de capacidade normalizada conjunta em relação à capacidade individual. A figura 80 compara a capacidade normalizada conjunta com a capacidade individual da antena esquerda e da antena direita, respectivamente. Finalmente, as distribuições de melhor ajuste para a função densidade de probabilidade e função de probabilidade cumulativa para a capacidade normalizada conjunta são apresentadas na figura 81.

Tabela 5 - Valores da Capacidade Normalizada Conjunta para o canal SIMO.

	<b>Capacidade Normalizada Conjunta</b> [b/s/Hz]	<b>Média [b/s/Hz]</b>	<b>Desvio Padrão</b> [b/s/Hz]
	$0,2359 < C_{\text{conj}}/B < 13,0193$	6,2734	3,4202
<b>Antena</b>	<b>Diferença entre Capacidade Normalizada Conjunta e Capacidade Individual [b/s/Hz]</b>	<b>Média [b/s/Hz]</b>	<b>Desvio Padrão [b/s/Hz]</b>
<b>Esquerda</b>	$0,0141 < C_{\text{dif}}/B < 4,5813$	0,8886	0,9024
<b>Direita</b>	$0,0492 < C_{\text{dif}}/B < 6,1474$	1,3719	1,1110

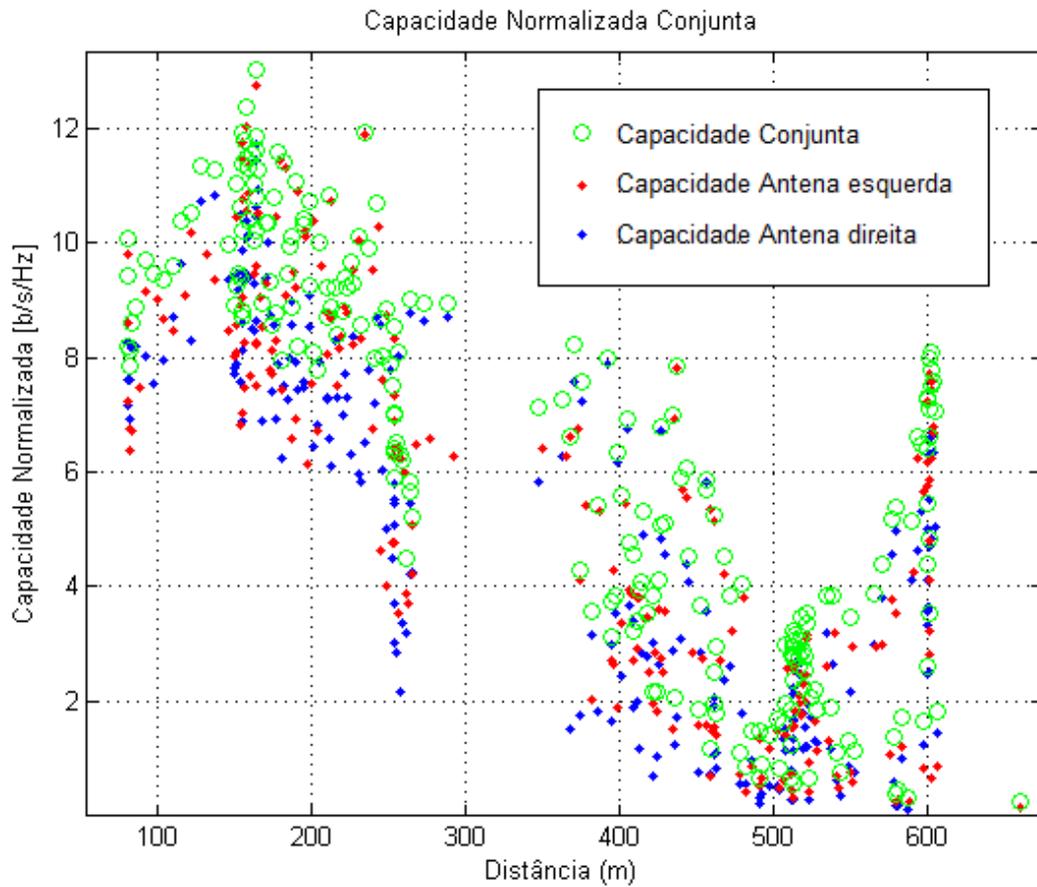


Fig. 77 - Capacidade normalizada conjunta e individual das antenas esquerda e direita.

Observando a comparação feita na figura 78, juntamente com a figura 80, é possível notar que o ganho ao utilizar a capacidade normalizada conjunta foi mais significativo nos trechos entre 150 e 250 m e entre 380 e 450 m, aproximadamente, comparado aos valores da capacidade normalizada individual de ambas as antenas, porém, para os pontos mais afastados da antena transmissora, por volta dos 600 m, o ganho de capacidade normalizada foi maior para a antena direita. De modo geral, ao se usar a capacidade normalizada conjunta, o ganho foi maior na antena direita.

A distribuição que melhor se ajustou à capacidade normalizada conjunta do canal SIMO, em todos os pontos, foi a distribuição Rayleigh, conforme pode ser visto na figura 81.

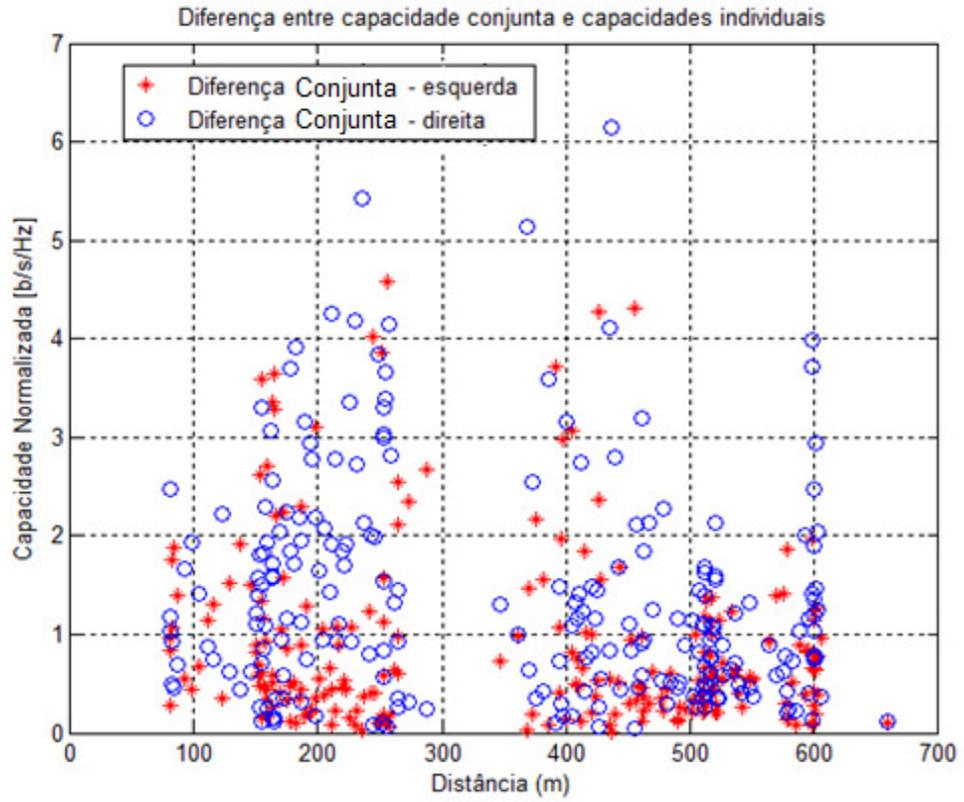


Fig.78 - Diferença entre capacidade normalizada conjunta e capacidades individuais.

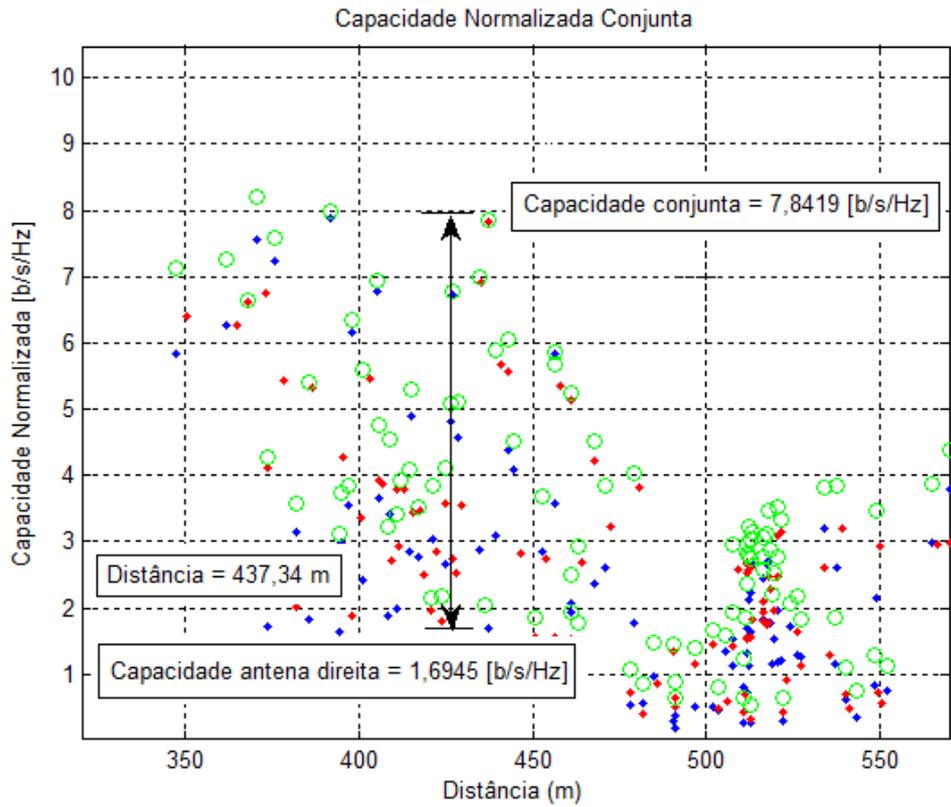


Fig. 79 - Maior ganho encontrado utilizando a capacidade conjunta.

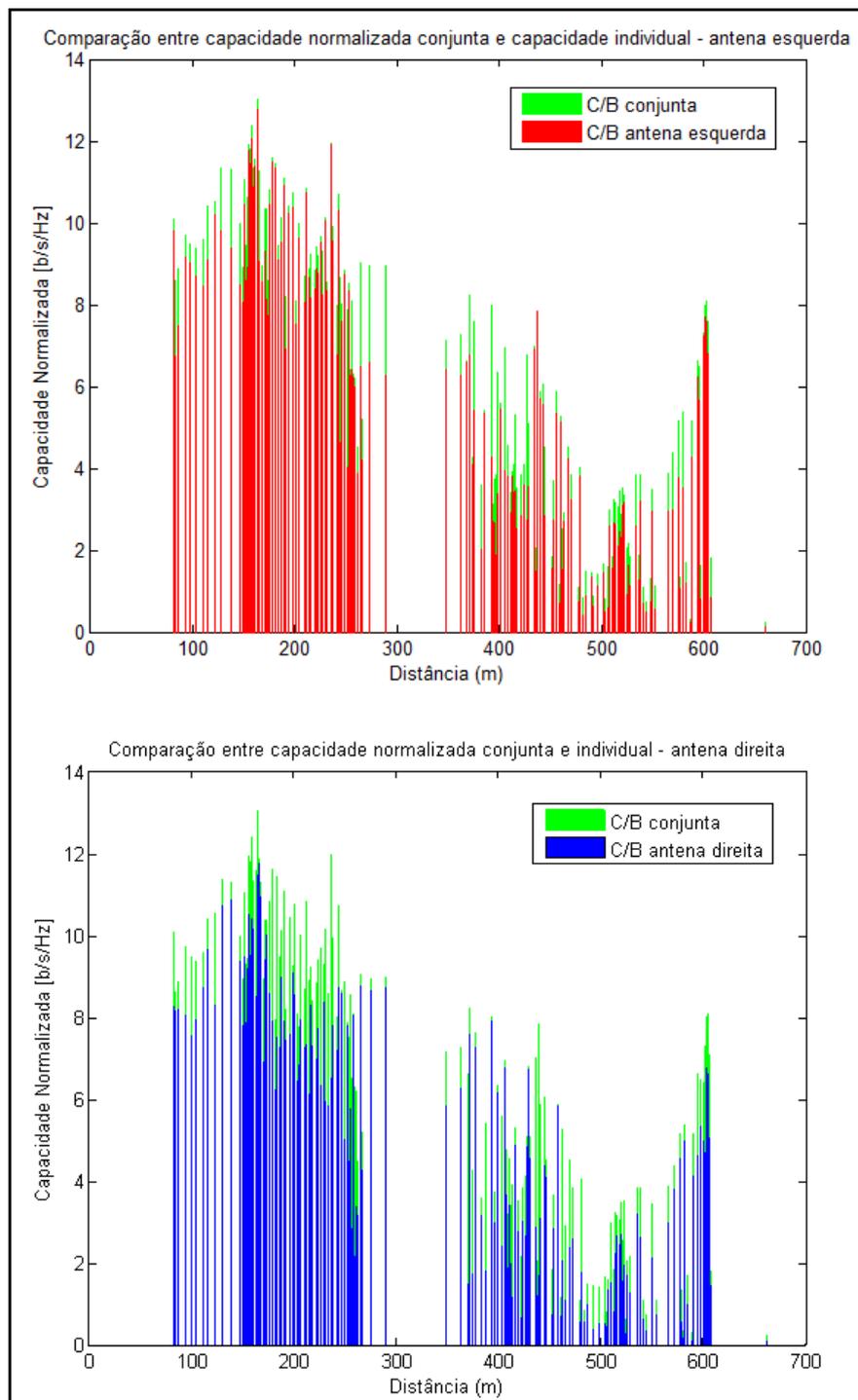


Fig. 80 - Comparação entre capacidade normalizada conjunta e capacidade individual das antenas esquerda e direita, respectivamente.

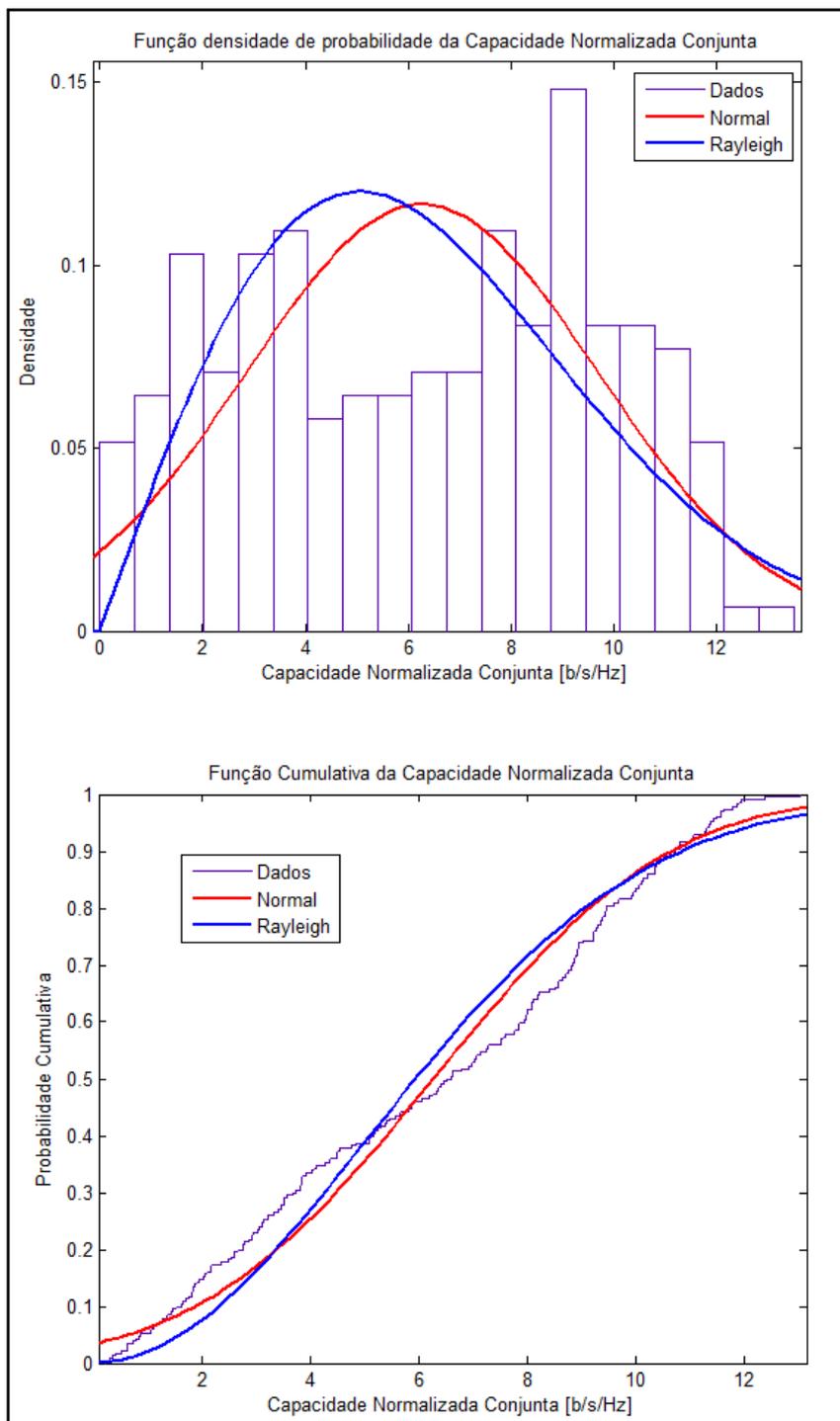


Fig. 81 - Função densidade de probabilidade e função cumulativa da capacidade normalizada conjunta.

## 8. CONCLUSÃO

No cenário atual, a utilização de diversidade em sistemas de comunicação móveis tem sido amplamente empregada para aumentar a capacidade na comunicação móvel, sendo, assim, possível alcançar maiores taxas de transmissão de dados, e, também, para melhorar a cobertura do sinal. Seja a diversidade na recepção, ou na transmissão, ou ainda em ambas, vários estudos vem mostrando a eficácia do emprego desta tecnologia na propagação do sinal rádio móvel.

Os objetivos desta dissertação foram:

- caracterizar o canal faixa larga, em um ambiente suburbano, para a faixa de frequência de 700 MHz, utilizando um sinal OFDM de 20 MHz de banda;
- estudar a capacidade do canal para cada antena, individualmente, e
- estudar a capacidade conjunta para um canal SIMO, combinando os sinais das duas antenas receptoras.

Uma sondagem foi realizada para adquirir o ruído do canal ao longo de todo o percurso escolhido para realização da medição. Em seguida, o sinal OFDM gerado foi transmitido do topo de um edifício e adquirido, simultaneamente, por duas antenas, de mesma características, fixadas no teto de uma van própria para trabalho em campo. Após as medições, os sinais das duas antenas foram tratados e os parâmetros de dispersão temporal do canal faixa larga, a capacidade normalizada individual de cada antena e a capacidade normalizada conjunta das duas antenas foram encontrados.

Os resultados encontrados, neste trabalho, para a caracterização faixa larga do canal, ambiente suburbano, foram:

### **Antena Esquerda:**

- O retardo médio variou entre 0,000607 e 0,2188  $\mu\text{s}$ , com média 0,0418  $\mu\text{s}$  e desvio padrão 0,0460  $\mu\text{s}$ ;

- A distribuição que melhor se ajustou à função densidade de probabilidade do retardo médio foi a exponencial;
- As distribuições exponencial e lognormal se alternaram no ajuste da função de probabilidade cumulativa do retardo médio;
- O espalhamento de retardo variou entre 0,0069 e 1,4093  $\mu\text{s}$ , com média 0,1820  $\mu\text{s}$  e desvio padrão 0,2617  $\mu\text{s}$ ;
- Os valores de espalhamento de retardo estão dentro dos valores típicos médios citados por Rappaport [39] para ambientes suburbanos;
- As distribuições que melhor se ajustaram à função densidade de probabilidade e à função de probabilidade cumulativa, para o espalhamento de retardo, foram distribuições exponenciais;
- A distribuição que melhor se ajustou à variabilidade em pequena escala do sinal foi a exponencial.

#### **Antena direita:**

- O retardo médio variou entre 0,0600 e 1,1805  $\mu\text{s}$ , com média 0,1521  $\mu\text{s}$  e desvio padrão 0,1718  $\mu\text{s}$ ;
- A distribuição que melhor se ajustou à função densidade de probabilidade e à função de probabilidade cumulativa foi a lognormal;
- O espalhamento de retardo variou entre  $6,9389 \times 10^{-18}$  e 0,4103  $\mu\text{s}$ , com média 0,0413  $\mu\text{s}$  e desvio padrão 0,0891  $\mu\text{s}$ ;
- Os valores de espalhamento de retardo **estão próximos** dos valores típicos médios citados por Rappaport [39];
- A distribuição que melhor se ajustou à função densidade de probabilidade e à função de probabilidade cumulativa para o espalhamento de retardo foi a distribuição exponencial;
- A distribuição que melhor se ajustou à variabilidade em pequena escala do sinal foi a lognormal.

Já os resultados encontrados para a capacidade normalizada do canal SISO foram:

### **Antena Esquerda:**

- A capacidade normalizada variou entre 0,0682 a 12,7532 b/s/Hz, com média 4,4130 e desvio padrão 3,3163;
- As distribuições que melhor se ajustaram à função densidade de probabilidade da capacidade normalizada foram a exponencial, nos valores menores, e a normal, nos valores maiores de capacidade;
- As distribuições que melhor se ajustaram à função de probabilidade cumulativa da capacidade normalizada foram a exponencial, para valores até, aproximadamente, 4 b/s/Hz, e a normal, para valores acima de 5 b/s/Hz.

### **Antena direita:**

- A capacidade normalizada variou entre 0,2585 a 13,3257 b/s/Hz, com média 5,7080 b/s/Hz e desvio padrão 3,2959 b/s/Hz;
- As distribuições que melhor se ajustaram à função densidade de probabilidade e à função de probabilidade cumulativa da capacidade normalizada foram a Normal, para valores maiores que 5 b/s/Hz, e a Nakagami, para valores menores que 5 b/s/Hz.

Finalmente, os resultados encontrados para a capacidade normalizada conjunta, foram:

- A capacidade normalizada conjunta variou entre 0,2359 e 13,0193 b/s/Hz, com média 6,2734 b/s/Hz e desvio padrão de 3,4202 b/s/Hz;
- O ganho de capacidade entre a capacidade normalizada conjunta e a capacidade normalizada da antena esquerda variou entre 0,0141 e 4,5813 b/s/Hz, com média 0,8886 b/s/Hz e desvio padrão de 0,9024 b/s/Hz;
- O ganho de capacidade entre a capacidade normalizada conjunta e a capacidade normalizada da antena direita variou entre 0,0492 e 6,1474 b/s/Hz, com média 1,3719 b/s/Hz e desvio padrão de 1,1110 b/s/Hz;
- O ganho na capacidade normalizada conjunta foi maior comparado à antena direita;

- O ganho na capacidade normalizada conjunta foi mais significativo nos trechos entre 150 e 250 m e entre 380 e 450 m, atingindo uma média de 10 b/s/Hz e 5 b/s/Hz, respectivamente;
- Em pontos mais afastados da antena transmissora, o ganho na capacidade normalizada conjunta foi maior para a antena direita;
- A distribuição que melhor se ajustou às funções densidade de probabilidade e probabilidade cumulativa da capacidade normalizada conjunta do canal SIMO foi a distribuição Rayleigh.

Através deste trabalho, foi possível ter uma visão do comportamento faixa larga do canal, em ambiente suburbano, para a faixa de frequência de 700 MHz, que será futuramente utilizada para a tecnologia 4G no Brasil. Além disto, também foi possível verificar um aumento na capacidade do canal ao se utilizar diversidade na recepção.

Como são poucos os trabalhos práticos, com medidas em campo, para a análise da capacidade do canal com diversidade, algumas sugestões para trabalhos futuros são:

- realizar campanha de medição com variados esquemas de diversidade (SIMO, MISO, MIMO) e calcular a capacidade normalizada. Em seguida, simular a capacidade de um canal com diversidade e comparar os resultados teóricos com os práticos obtidos na campanha de medição;
- comparar a capacidade do canal com diversidade em diferentes frequências de transmissão;
- estudar a capacidade do canal com diversidade em ambientes com vegetação, com diferentes frequências de transmissão;
- realizar campanha de medição, com emprego de diversidade e com sinais de diferentes larguras de banda.

## 9. REFERÊNCIAS

- [1] ANATEL. Consulta pública nº 53. Disponível em <<http://sistemas.anatel.gov.br/SACP/Contribuicoes/TextoConsulta.asp?CodProcesso=C1729&Tipo=1&Opcao=>>>. Acesso em: 24 março 2015.
- [2] KWAN, Raymond; LEUNG, Cyril. A survey of scheduling and interference mitigation in LTE. *Journal of Electrical and Computer Engineering*: 2010. Disponível em: <<http://www.hindawi.com/journals/jece/2010/273486/>>. Acesso em: 20 março 2015.
- [3] MOSES, Kuboye Bamidele. Mobile Communication Evolution. *International Journal of Modern Education and Computer Science*: vol.6, n. 1, 2014, p. 25-33. Disponível em: <<http://www.mecs-press.org/ijmecs/ijmecs-v6-n1/IJMECS-V6-N1-3.pdf>>. Acesso em: 23 março 2015.
- [4] SHARMA, Pankaj. Evolution of Mobile Wireless Communication Networks-1G to 5G as well as Future prospective of Next Generation Communication Network. *International Journal of Computer Science and Mobile Computing*: vol.2, n.8, 2013, p.47-53. Disponível em: <<http://www.ijcsmc.com/docs/papers/August2013/V2I8201317.pdf>> Acesso em: 23 março 2015.
- [5] VRIENDT, Johan De; LAINÉ, Philippe; LEROUGE, Christophe; XU, Xiaofeng. Mobile Network Evolution: A Revolution on the Move. *IEEE Communication Magazine*: 2002, p. 104-111. Disponível em: <[http://www.researchgate.net/profile/Johan\\_De\\_Vriendt/publication/3196666\\_Mobile\\_network\\_evolution\\_a\\_revolution\\_on\\_the\\_move/links/0fcfd50f8154cc8800000000.pdf](http://www.researchgate.net/profile/Johan_De_Vriendt/publication/3196666_Mobile_network_evolution_a_revolution_on_the_move/links/0fcfd50f8154cc8800000000.pdf)> Acesso em: 05 de julho de 2015.
- [6] MISHRA, Ajay R. Fourth Generation Mobile Networks. In:\_\_\_\_. *Advanced Cellular Network Planning and Optimisation: 2G/2.5G/3G...Evolution to 4G*. Inglaterra: John Wiley & Sons Ltd, 2007. 521 p. cap. 5, p. 417-437.
- [7] ZYREN, Jim. Overview of the 3GPP Long Term Evolution Physical Layer. *Freescale Semiconductor White paper*: 2007, p.1-25. Disponível em: <[http://www.freescale.com/files/wireless\\_comm/doc/white\\_paper/3GPPEVOLUTIONWP.pdf](http://www.freescale.com/files/wireless_comm/doc/white_paper/3GPPEVOLUTIONWP.pdf)> Acesso em: 16 de março de 2015.
- [8] ROCHE, Guillaume de la; GLAZUNOV, Andrés Alayón; ALLEN, Ben. Enabling Technologies for 3GPP LTE-Advanced Networks. In:\_\_\_\_. *LTE-Advanced and Next Generation Wireless Networks - Channel Modelling and Propagation*. Reino Unido: John Wiley & Sons Ltd, 2013. 524p. cap. 1, p. 15-26.
- [9] PATIL, Suvarna; PATIL, Vipin; BHAT, Pallavi. A Review on 5G Technology. *International Journal of Engineering and Innovative Technology*: vol.1, n.6, janeiro de 2012,

p.26-30. Disponível em: <<http://www.ijeit.com/archive/6/article%28volume-1-issue-1-january-2012%29---issn:2277-3754.html>> Acesso em: 9 de julho de 2015.

[10] ANATEL. Equipamentos 4G. <Disponível em: <http://www.anatel.gov.br/Portal/exibirPortalNivelDois.do?codItemCanal=1856>> Acesso em: 16 de julho de 2015.

[11] COX, Christopher. From UMTS to LTE. In:\_\_\_\_. *An Introduction to LTE - LTE, LTE-Advanced, SAE and 4G Mobile Communications*. Reino Unido: John Wiley & Sons, 2012. 324 p. cap. 1, p. 11-15.

[12] DAHLMAN, Erik; PARKVALL, Stefan; SKÖLD, Johan. Background of LTE. In:\_\_\_\_. *4G: LTE / LTE-Advanced for mobile broadband*. Reino Unido: Elsevier, 2011. 431 p. cap. 1, p. 1-13.

[13] 3GPP TS 36.201, v 1.0.0. LTE Physical Layer - General Description. <Disponível em: [http://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36\\_series/36.201/](http://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36_series/36.201/)> Acesso em: 27 de agosto de 2015.

[14] 3GPP TR 22.803, v12.2.0. Feasibility study for Proximity Services (ProSe). <Disponível em: [http://www.3gpp.org/ftp/specs/archive/22\\_series/22.803/](http://www.3gpp.org/ftp/specs/archive/22_series/22.803/)> Acesso em: 12 de setembro de 2015.

[15] ETSI TS 136 300, v12.4.0. LTE; Evolved Terrestrial Radio Access (E-UTRA) and Evolved Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN); Overall description; Stage 2 (3GPP TS 36.300 version 12.4.0 Release 12). <Disponível em: [http://www.etsi.org/deliver/etsi\\_ts/136300\\_136399/136300/12.04.00\\_60/ts\\_136300v120400p.pdf](http://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/136300_136399/136300/12.04.00_60/ts_136300v120400p.pdf)> Acesso em: 12 de setembro de 2015.

[16] COX, Christopher. System Architecture Evolution. In:\_\_\_\_. *An Introduction to LTE - LTE, LTE-Advanced, SAE and 4G Mobile Communications*. Reino Unido: John Wiley & Sons, 2012. 324 p. cap. 2, p. 20-46.

[17] REMY, Jean-Gabriel; LETAMENDIA, Charlotte. OFDMA. In:\_\_\_\_. *LTE Standards*. Grã Bretanha: John Wiley & Sons, 2014. 258 p. cap. 2, p. 113-158.

[18] GOLDSMITH, Andrea. Multicarrier Modulation. In:\_\_\_\_. *Wireless Communications*. Inglaterra: Cambridge University Press, 2005. 561 p. cap. 12, p. 350-377.

[19] COX, Christopher. Orthogonal Frequency Division Multiple Access. In:\_\_\_\_. *An Introduction to LTE - LTE, LTE-Advanced, SAE and 4G Mobile Communications*. Reino Unido: John Wiley & Sons, 2012. 324 p. cap. 4, p. 61-76.

[20] VAN NEE, Richard; PRASAD, Ramjee. OFDM Basics. In:\_\_\_\_. *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Boston: Artech House Publishers, 2000. 260 p. cap. 2, p. 25-50.

[21] DAHLMAN, Erik; PARKVALL, Stefan; SKÖLD, Johan. Wider-Band "Single-Carrier" Transmition. In:\_\_\_\_. *4G: LTE / LTE-Advanced for mobile broadband*. Reino Unido: Elsevier, 2011. 431 p. cap. 4, p. 45-57.

[22] DAHLMAN, Erik; PARKVALL, Stefan; SKÖLD, Johan. Multi-antena Techniques. In:\_\_\_\_. *4G: LTE / LTE-Advanced for mobile broadband*. Reino Unido: Elsevier, 2011. 431 p. cap. 5, p. 59-77.

[23] COX, Christopher. Multiple Antenna Techniques. In:\_\_\_\_. *An Introduction to LTE - LTE, LTE-Advanced, SAE and 4G Mobile Communications*. Reino Unido: John Wiley & Sons, 2012. 324 p. cap. 4, p. 61-76.

[24] YACOUB, Michel Daoud. Fading Counteraction. In:\_\_\_\_. *Foundations of Mobile radio Engineering*. Estados Unidos: CRC Press, 1993. 481 p. cap. 5, p. 171-212.

[25] GOLDSMITH, Andrea. Diversity. In:\_\_\_\_. *Wireless Communications*. Inglaterra: Cambridge University Press, 2005. 561 p. cap. 7, p. 190-209.

[26] SILVA, Cláudio Rafael Cunha Monteiro da. *Solução Generalizada para Técnicas de Diversidade-Combinação*. 2001. Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual de Campinas, Campinas, São Paulo, 2001. Disponível em: <<http://www.bibliotecadigital.unicamp.br/document/?code=vtls000218750>>. Acesso em: 29 de outubro de 2015.

[27] YACOUB, Michel Daoud. Mobile Radio Propagation Model. In:\_\_\_\_. *Foundations of Mobile radio Engineering*. Estados Unidos: CRC Press, 1993. 481 p. cap. 3, p. 61-123.

[28] SHANNON, Claude E.; WEAVER, Warren. The continuous channel. In:\_\_\_\_. *The mathematical theory of communication*. Estados Unidos: Universidade de Illinois, 1964. 125p. cap. 5, p. 97-107.

[29] HAYKIN, Simon; MOHER, Michael. Acesso múltiplo por divisão de tempo e de código. In:\_\_\_\_. *Sistemas Modernos de Comunicação*. Porto Alegre: Bookman, 2008. 579 p. cap. 4. p. 196-276.

[30] RAPPAPORT, Theodore S. Equalization, Diversity, and Channel Coding. In:\_\_\_\_. *Wireless Communications Principles and Practice*. Estados Unidos: Prentice Hall Professional Technical Reference, 1995. 641 p. cap. 6. p. 299-360.

[31] GOLDSMITH, Andrea. Capacity of Wireless Channels. In:\_\_\_\_. *Wireless Communications*. Inglaterra: Cambridge University Press, 2005. 561 p. cap. 4, p. 91-115.

[32] VIEIRA, Robson Domingos. *Medidas do canal MIMO Indoor: Análise da Capacidade e dos Parâmetros do Canal*. 2005. Tese (doutorado) - Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2005. Disponível em: < [http://www2.dbd.puc-rio.br/pergamum/tesesabertas/0116443\\_05\\_cap\\_02.pdf](http://www2.dbd.puc-rio.br/pergamum/tesesabertas/0116443_05_cap_02.pdf) > Acesso em: 02 de novembro de 2015.

- [33] GOLDSMITH, Andrea; JAFAR, Syed Ali; JINDAL, Nihar; VISHWANATH, Sriram. Capacity Limits of MIMO Channels. *IEEE Journal on Selected areas in Communications*, vol.21, n.5, 2003, p.684-702. Disponível em: <[http://www.ece.umn.edu/~nihar/papers/mimo\\_capacity\\_limits.pdf](http://www.ece.umn.edu/~nihar/papers/mimo_capacity_limits.pdf)> Acesso em: 25 de novembro de 2015.
- [34] TSE, David; VISWANATH, Pramod. Capacity of wireless channels. In:\_\_\_\_. *Fundamentals of Wireless Communication*. Estados Unidos: Cambridge University Press, 2005. 554p. cap. 5. p. 290-331 Disponível em: <[https://www.eecs.berkeley.edu/~dtse/Chapters\\_PDF/Fundamentals\\_Wireless\\_Communication\\_chapter5.pdf](https://www.eecs.berkeley.edu/~dtse/Chapters_PDF/Fundamentals_Wireless_Communication_chapter5.pdf)> Acesso em: 16 de novembro de 2015.
- [35] TSE, David; VISWANATH, Pramod. MIMO I: spacial multiplexing and channel modeling. In:\_\_\_\_. *Fundamentals of Wireless Communication*. Estados Unidos: Cambridge University Press, 2005. 554p. cap. 7. p. 290-331 Disponível em: <[https://www.eecs.berkeley.edu/~dtse/Chapters\\_PDF/Fundamentals\\_Wireless\\_Communication\\_chapter5.pdf](https://www.eecs.berkeley.edu/~dtse/Chapters_PDF/Fundamentals_Wireless_Communication_chapter5.pdf)> Acesso em: 16 de novembro de 2015.
- [36] HAYKIN, Simon; MOHER, Michael. Diversidade, Capacidade e Acesso Múltiplo por divisão de espaço. In:\_\_\_\_. *Sistemas Modernos de Comunicação*. Porto Alegre: Bookman, 2008. 579 p. cap. 6. p. 357-465.
- [37] PARSONS, J. D. Wideband Channel Characterisation. In:\_\_\_\_. *The Mobile Radio Propagation Channel*. Inglaterra: John Wiley & Sons Ltd, 2000. 418 p. cap. 6. p. 164-189. Disponível em: <<http://read.pudn.com/downloads114/ebook/480003/Mobile-Radio-Propagation-Channel.pdf>> Acesso em: 20 de maio de 2015.
- [38] MATOS, Leni Joaquim. Caracterização do canal de propagação rádio móvel. Apostila.
- [39] RAPPAPORT, Theodore S. Mobile Radio Propagation: Small-Scale Fading and Multipath. In:\_\_\_\_. *Wireless Communications Principles and Practice*. Estados Unidos: Prentice Hall Professional Technical Reference, 1995. 641 p. cap. 4. p. 139-196.
- [40] YACOUB, Michel Daoud. Multipath Propagation Effects. In:\_\_\_\_. *Foundations of Mobile radio Engineering*. Estados Unidos: CRC Press, 1993. 481 p. cap. 4, p. 125-167.
- [41] LEE, W. C. Y. *Mobile Cellular Telecommunications Systems*, Nova York: McGraw Hill, 1989.
- [42] STEELE, Raymond; HANZO, Lajos. Mobile Radio Channels. In:\_\_\_\_. *Mobile Radio Communications: second and third generation cellular and WATM systems*. IEEE, 1994.
- [43] GONSIOROSKI, L. H; ALMEIDA, M. P. C. de; CASTELLANOS, P. V. G.; OKAMOTO, J. J.; ARNEZ, R. S. L. Souza; MELLO, L. da Silva. Preliminary results of channel characterization at 700MHz band in urban and rural regions. *IEEE Xplore*: 2014, p. 1-5. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?reload=true&arnumber=6948041>>. Acesso em: 03 de setembro de 2015.

[44] STOJANOVIC, M., PREISIG, J.. Underwater Acoustic Communication Channels: Propagation Models and Statistical Characterization, *IEEE Communication Magazine*, January 2009.